وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة الموصل

فيزياء الالكترونات

تأليف
الدكتور صبحي سعيد الراوي
مدرس
هندسة السيطرة والنظم
الجامعة التكنولوجية

الفصل	الموضـــوع	الصفحة
3 - 2	الصمام الثنائي المفرع	٧٩
3 - 3	كيفية عمل الصمام الثنائي المفرع	٨٣
3 - 4	مميزات الصمام الثنائي المفرع	٨٤
3 - 5	ثوابت الصمام	٨٨
3 - 6	الصمام الثلاثي	٩١
3 - 7	خواص الصمام الثلاثي	٩٣
3 - 8	ثوابت الصمام الثلاثي	١٠٢
3 - 9	استعمالات الصمام الثلاثي	
3 - 10	طرق انحياز الصمام الثلاثي	١٠٩
3 - 11	الدائرة العملية لمكبر الصمام الثلاثي	١١١
3 - 12	الصمام الرباعي	١١٣
3 - 13	مميزات الصمام الرباعي	١١٧
3 - 14	ثوابت الصمام الرباعي	١١٨
3 - 15	الصمام الخماسي	١٢٠
3 - 16	مميزات الصمام الخماسي	١٢٢
	اسئلة ومسائل	
الفصل الرابع :	فيزياء اشباه الموصلات	١٢٩
4 - 1	المقدمة	١٢٩
4 - 2	النماذج الذرية الكلاسيكية	١٣٠
4 - 3	انموذج بور	١٣٢
4 - 4	انموذج الميكانيك الموجي	١٣٧
4 - 5	حزم الطاقة للبلورات	١٤٢
4 - 6	الموصلات والعوازل واشباه الموصلات	١٤٥
4 - 7	اشباه الموصلات النقية	١٤٩
4 - 8	اشباه الموصلات الشائبة...	١٥٥
4 - 9	سريان التيار في اشباه الموصلات الشائبة	١٦٠
	اسئلة ومسائل	١٦٣
الفصل الخامس :	الثنائي البلوري	١٦٥
5 - 1	المقدمة	١٦٥

الصفحة

الفصل	الموضـــوع	الصفحة

الفصل	الموضــوع	الصفحة
11 – 6	ترانزستــور تأثيــر المجــال ذو الاوكسيـــد المعدنـــــي (MOSFET)	٤٠٧
11 – 7	مكبرات الـ FET	٤١٦
11 – 8	طرق انحياز ترانزستور FET	٤١٨
	اسئلة ومسائل	٤٢٤
الفصل الثاني عشر : مكبرات متعددة المراحل		٤٢٥
12 – 1	المقدمة	٤٢٥
12 – 2	اقتران مقاومة – متسعة	٤٢٥
12 – 3	الاقتران المباشر	٤٣١
12 – 4	مكبرات اخرى	٤٣٥
	اسئلة ومسائل	٤٥٨
الفصل الثالث عشر : مكبرات القدرة		٤٦١
13 – 1	المقدمة	٤٦١
13 – 2	مصطلحات مهمة	٤٦٣
13 – 3	اصناف مكبرات القدرة (شروط العمل)	٤٧٢
13 – 4	مكبر السحب والدفع	٤٩٣
13 – 5	مرحلة السوق	٤٩٨
	اسئلة ومسائل	٥٠٠
الفصل الرابع عشر : التغذية الخلفية		٥٠٣
14 – 1	المقدمة	٥٠٣
14 – 2	المعادلة الاساسية للتغذية الخلفية	٥٠٤
14 – 3	التغذية الخلفية الموجبة	٥٠٦
14 – 4	التغذية الخلفية السالبة	٥٠٨
14 – 5	انواع التغذية الخلفية السالبة	٥١٦
	اسئلة ومسائل	٥٢٥
الفصل الخامس عشر : المكبر التشغيلي		٥٢٧
15 – 1	المقدمة	٥٢٧
15 – 2	المكبر التشغيلي المثالي	٥٢٨
15 – 3	المكبر التشغيلي العاكس	٥٣٠
15 – 4	المكبر التشغيلي غير العاكس	٥٣٤

مقدمة

بســـم الله الرحمـــن الرحيـــم

وبـه نستعيـــن وصلى الله عــلى سيدنــا محمد وسلم

يمثل هذا الكتاب محاولة للتغلب على الصعوبات التي يواجهها السادة المحاضرون وكذلك الطلبة في موضوع الالكترونيات فقد قمنا بتدريس هذا الموضوع لفترة من الزمن في قسم الفيزياء - كلية التربية في جامعة الموصل فوجدنا ان هناك صعوبة بالغة في العثور على الكتاب الملائم لتغطية كافة الموضوعات المقررة مما دفعنا الى تأليف هذا الكتاب .

ولقد راعينا في تأليفه ان يكون واضحا وشاملا فوضعنا ماتيسر لنا من خبرة في هذا المجال ونحن لاندعي الكمال لان الكمال لله وحده - سبحانه - وسوف نكون في غاية السرور لتلقي اي مقترح حول تعديل او تبديل اي فصل او بند كما اننا مستعدون لتقبل أي نقد بناء يخدم هذا الكتاب .

واخيراً لابد لي من ان اقدم شكري الى عمادة كلية التربية والى قسم الفيزياء في كلية التربية - جامعة الموصل - على اتاحة هذه الفرصة لي لتأليف هذا الكتاب كما اشكر كلاً من الدكتور سامي عبدالموجود - قسم الكهرباء في كلية الهندسة - والدكتور عبدالرضا علي على تفضلهما بتقييم هذا الكتاب علميا ولغوياً . كذلك اشكر السيد ارشاك عيسى على تجشمه عناء رسم الاشكال الواردة في الكتاب .

والله سبحانـه أسأل : الهدايــة والتوفيـــق

المؤلف

د . صبحي سعيد الراوي

١٩٨٧/١/٤

الفصل الاول

مفاهيم أولية في الكهربائية والالكترونيات

Prelimenary Concepts In Electricity and Electronics

1 – 1 مقدمة Introduction :

لاشك ان المواضيع التي يمكن ان تدرج تحت عنوان هذا الفصل من الكثرة الى الحد الذي يمكن ان يعطي معظم صفحات هذا الكتاب ، ذلك ان التقدم الكبير والسريع الذي حظي به علم الالكترونيات Electronics لم يكن ليحدث ابدا لولا انفتاحه على العديد من ميادين العلوم الاخرى ، فكان ان شكل هذا الانفتاح وضوحا جعله يصبح اكثرها أهمية في مجال العلوم الهندسية .

وعلى الرغم من سعة مفردات هذا الموضوع الا اننا سنقصر اهتمامنا في هذا الفصل على الموضوعات التي لها علاقة مباشرة بمواد الفصول اللاحقة ، وذلك لخلق الخلفية العلمية المناسبة ولاعطاء فكرة عامة عن طبيعتها .

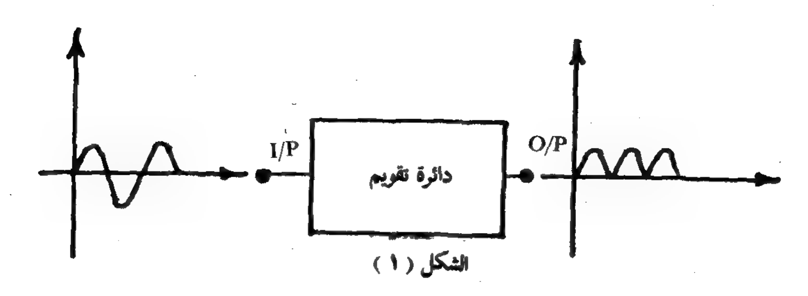
1 – 2 الالكترونيات Electronic

يعني علم الالكترونيات بدراسة سريان الالكترونات في الاجهزة المفرغة وأجهزة انصاف الموصلات وتكمن أهمية الالكترونيات في مقدرة الاجهزة الالكترونية على القيام بالوظائف الاتية :

ا– التقويم rectification : –:

يعرف التقويم بأنه عملية تحويل التيار المتناوب (d - c) direct current الى تيار مستمر (a - c)alterenating current ، وتسمى الدوائر الالكترونية التي تقوم

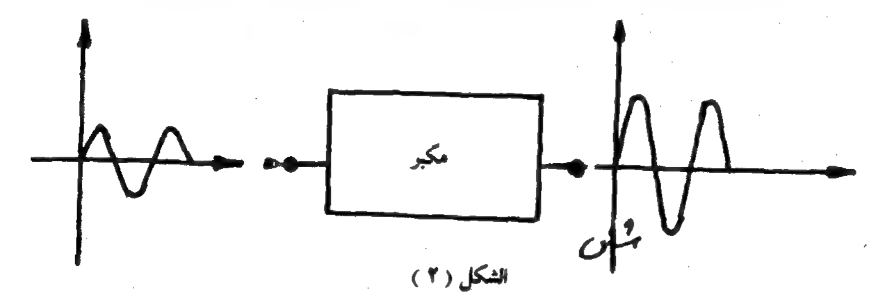
بتحويل القدرة المتناوبة الى قدرة مستمرة وبكفاءة عالية – انظر الشكل (1) – بدوائـــر التقويـــم .



الشكل (١)

ب- التكبيـــــر amplificution :-

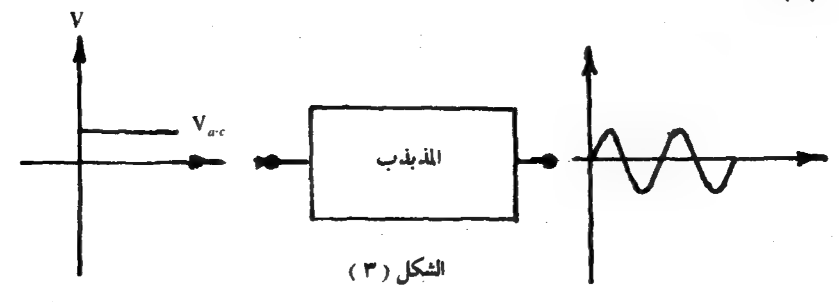
تعرف عملية التكبير بانها عملية تقوية الاشارات الكهربائية الضعيفة ، وتدعى الدوائر الالـكترونية التي تقوم بعملية التكبير بالمكبرات amplifiers – انظر الشكل (2)



الشكل (٢)

حـ- التوليـــد generation :-

تعرف عملية التوليد بأنها عملية تحويل القدرة المستمرة الى قدرة متناوبة وبأي تردد ، وتدعى الدوائر او الاجهزة الالـكترونية التي تقوم بعملية توليد الاشارات – انظر الشكل (3) بالمذبذبات oscillators



الشكل (٣)

د- السيطـــرة control :-

تستخدم الاجهزة الالـكترونية بوفرة في القيـام بعمليـة السيطـــرة الذاتيـــة automatic control على عمل كثير من الاجهزة ، فالسيطرة الذاتية على عمل غسالة ، تحريكها او ايقافها لفترة معينة او لطول الوقت وكذلك تنظيم درجة الحرارة في الثلاجة مثلا اوفي غيرها من الاجهزة لم يكن ليتم الا من خلال الأجهزة الالـكترونية .

هـ- تحويـل الطاقـة الضوئيـة الى طاقـة كهربائيـــة :-

تدعى عمليـة تحويـل الضـوء الى تيـاركهربائـي بالظاهـــرة الكهروضوئيـــة photoelectric effect ، انظر الفصل القادم . ونجد لهذه الظاهرة تطبيقـات كثيرة في اجهزة تحويل الطاقة الشمسية والحاسبات الالـكترونية واجهزة التسجيل الصوتية والصور المتحركة .. الخ .

و- تحويـل الطاقـة الـكهربائيـة الى طاقـة ضوئيـــة :-

تستطيع الاجهزة الالـكترونية تحويل الطاقة الـكهربائية الى طاقة ضوئية ذات قيمة عالية كما هو الحال في التلفزيون والرادار .. الخ .

3 - 1 الدائرة الـكهربائية

تعرف الدائرة الـكهربائية بأنها ربط لأدوات كهربائية بسيطة فيها على الاقل مسار مغلق واحد يمكن ان يمر فيه تيار .

1 - 3 - 1 التيـــار The current :-

يعد التيار (i) مقياساً للسرعة التي تتحرك بها شحنة كهربائية (q) عبر نقطة رصد معينة في اتجاه معين* ويعبر عن ذلك رياضياً بـ

$$i = \frac{dq}{dt} \qquad \ldots (1)$$

وعلى هذا الأساس يمكن اعتبار التيار بأنه المعدل الزمني لتغير الشحنة الكهربائية ويقاس بالكولوم / ثانية او بوحدة خاصة تدعى بالأمبير ويرمز لها بـ A أو بأجزاء الأمبير : الملي أمبير mA والمايكرو أمبير μA أو مضاعفات الأمبير .

* يعامل التيار عادة على انه كمية متجه

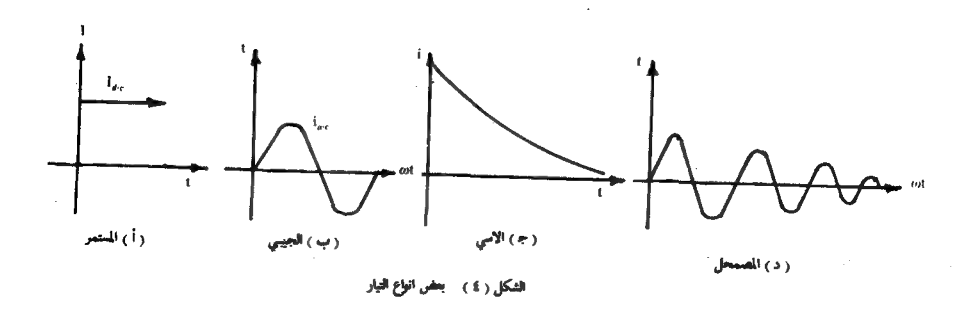
يكون التيار على عدة أنواع ويبين الشكل (4) بعضاً من أنواع التيارات ويدعى التيار ذو القيمة الثابتة في الشكل (4 أ) بالتيار المباشر او المستمر direct current أو باختصار d.c . أما اذا تغير التيار بشكل جيبي كما في الشكل (4 ب) فانه يدعى بالتيار المتناوب alternating current او باختصار d.c وهذا النوع من التيار يجهز للدور كافة . كذلك يبين الشكل (4) تياراً ذا دالة اسية exponential function الشكل (4 ج)وتياراً ذ، دالة جيبية متضاءلة sinusoidal damped function الشكل (4 د)

2 - 3 - 1 فـرق الجهـد voltage difference

لنفرض ان تياراً يتجه الى الطرف A في الشكل (5) - خلال الدائرة ثم يخرج من الطرف B . دعنا نفرض أيضاً ان مرور هذه الشحنة خلال عناصر الدائرة يستوجب تبديد بعض الطاقة . من ذلك يمكننا القول أن هناك جهداً كهربائياً electrical voltage أو فرق جهد difference voltage بين الطرفين ، لذا فان الجهد عبر زوج من الأطراف هو مقياس للشغل اللازم لتحريك شحنة خلال طرفي العنصر وسنعرف الجهد عبر العنصر على انه الشغل اللازم (w) لحركة شحنة موجبة قيمتها كولوم واحد ، من أحد الطرفين خلال العنصر الى الطرف الآخر ويعبر عن ذلك رياضيا ب

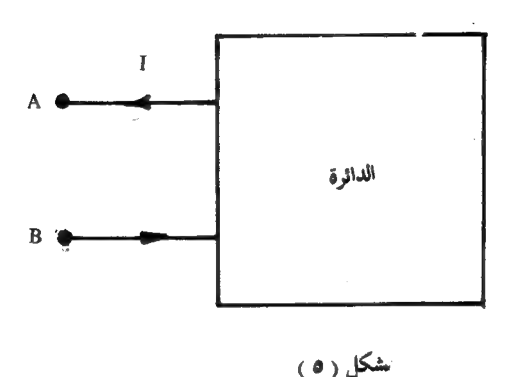
$$v = \frac{dW}{dq} \quad \ldots (2)$$

وان وحدة الجهد هي الفولت Volt والتي هي جول / الكولوم ويرمز لها عادة ب V .



الشكل (٤) بعض انواع التيار

على اية حال ، ان الطاقة التي تصرف لدفع التيار خلال العنصر يجب أن تظهر في محل آخر وفق قانون حفظ الطاقة ، وعليه فانه سيتم تصنيف عناصر الدائرة المختلفة على اساس من قدرة هذه العناصر على خزن الشحنة بشكل يمكن استرجاعها أو أنها ستقوم بتحويلها باتجاه واحد : الى حرارة او طاقة صوتية اوغيرهما .... الخ .



شكل (٥)

3 – 3 – 1 القـــدرة The power

اذا بددت طاقة مقدارها جول واحد في نقل شحنة مقدارها كولوم واحد خلال اداة ما (عنصر كهربائي) فان سرعة تبديد الطاقة في نقل جول واحد في الثانية خلال هذا العنصر ، هي واط واحد . تعدُّ الوحدة الأخيرة (الواط) مقياساً للقدرة التي يرمز لها عادة بـ P . وعليه فان القدرة تكون متناسبة مع عدد الكولومات المنتقلة بالثانية (التيار) وكذلك مع الطاقة اللازمة لنقل وحدة الشحنة (الجهد) خلال العنصر . أي أن

$$P = \frac{dv}{dt} = \frac{dw}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} \qquad \ldots (3)$$

وعند التعويض عن $\frac{dq}{dt}$ بـ i . من المعادلة (1) وعن $\frac{dw}{dq}$ بـ V من المعادلة (2) في المعادلة (3) نحصل على

$$P = iv \qquad \ldots (4)$$

بالنسبة للوحدات فان الطرف الأيمن من المعادلة (4) هو حاصل ضرب جول لكل كولوم وكولوم لكل ثانية والذي ينتج الوحدة المتوقعة جولاً لكل ثانية أوواط

4 - 1 عناصر الدائرة Circuit Elements

يمكننا الآن ان نعرف عنصر الدائرة بدقة أكثر باستخدام الفولتية والتيار ذلك ان كل عناصر الدائرة التي ستتعرض لها هنا يمكن تصنيفها وفق علاقة التيار الذي يمر في العنصر مع الجهد عبر ذلك العنصر. على اية حال ، سنقوم هنا بدراسة بعض من خصائص العناصر الخطية الثلاثة وهي :-

أ – المقاومة The resistor

تعرف الخاصية التي تمتلكها المواد والتي تسبب اعاقة أو معاكسة سريان التيار فيها عند تسليط فرق جهد عليها بالمقاومة الكهربائية electrical resistance لهذه المواد . وتختلف المواد في مقدار اعاقتها للتيار فتكون مقاومة المطاط – الذي هو عازل – أكبر بكثير من مقاومة النحاس الذي يعد موصلاً ، بينما تقع مقاومة السيلكون (شبه موصل) بينهما – اكبر من مقاومة النحاس وأصغر من مقاومة المطاط .

تعتمد قيمة المقاومة لعنصر على شكله الهندسي (الطول ومساحة المقطع العرضي) وكذلك على خاصية المقاومية resistivity لذلك العنصر . تعتمد هذه الأخيرة على التركيب الذري للعنصر وعلى درجة حرارته وكثافة الشحنات الحاملة للتيار الجاهزة للحركة تحت تأثير مجال قوة (فرق جهد على سبيل المثال) وهي خاصية ذاتية وبالتالي فان المقاومة تكون مساوية لـ

$$R = \rho \frac{l}{A} \qquad \dots (5)$$

حيث يمثل l طول العنصر و A مساحة مقطعه العرضي و ρ مقاومية المادة المصنوع منها العنصر.

تكون نسبة الفولتية الى التيار المار في المقاومة ثابتة نوعاً ما وفي حدود معينة للتيار أو الفولتية أو القدرة ولهذا فانه يمكن اعتبار المقاوم من العناصر الخطية . كذلك يعتبر المقاوم عنصراً فعالاً لا يعطي قدرة أو يخزن طاقة ولكنه يمتص الطاقة وتكون الطاقة الممتصة مساوية لـ

$$P = iv = i^2R = \frac{v^2}{R} \qquad \ldots (6)$$

وان هذه القدرة الممتصة من قبل المقاوم تظهر بشكل فيزياوي كحرارة ومن ثم فانها قدرة موجبة .

يمكن استخدام المقاومة أساساً لتعريف اصطلاحين مستخدمين بكثرة في الدوائر الكهربائية وهما :

دائرة قصر short circuit ودائرة مفتوحة open circuit . تعرف دائرة القصر كمقاومة مقدارها صفر من الاومات وتكون الفولتية عبر دائرة القصر صفراً هي الأخرى ، بالرغم من أن التيار المار فيها يمكن ان يأخذ اي قيمة كانت وبطريقة مشابهة تعرف الدائرة المفتوحة بانها الدائرة التي تصل مقاومتها الى ما لا نهاية ويكون التيار فيها مساويا للصفر مهما كانت قيمة الفولتية المسلطة عبر طرفيها .

قبل أن ننهي الكلام على المقاومات لا بد لنا من التعرض وباختصار شديد لبعض النقاط ذات العلاقة ومنها :-

1- تصنع المقاومات عادة بثلاثة طرق وتصنف على هذا الاساس وكذلك على اساس من الطريقة التي يتم بها ربط هذه المقاومات في الدوائر . هذه المقاومات هي :- المركبة* composition والاغشية الرقيقة thin-film والمقاومة السلكية المصنوعة من الاسلاك الملفوفة على بعضها wond - wire ولكل نوع حسناته ومساوئه ومجال استعمالاته (ويمكن الرجوع لمن اراد الاستزادة الى الكثير من المصادر المتوافرة في هذا المجال) الا ان الشائع استعمالاً والمتداول منها ، هو النوع الاول (المركب) .

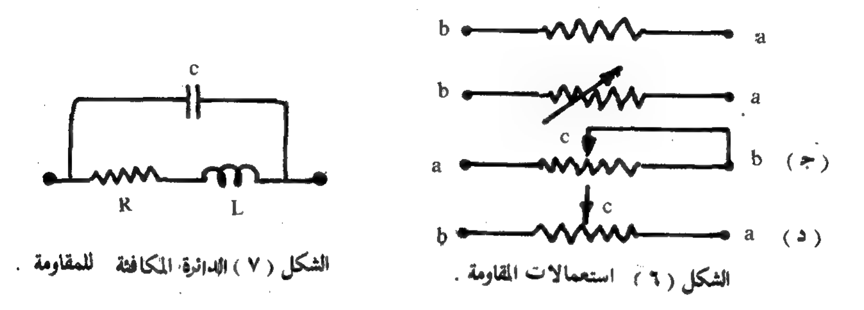
2- تستعمل المقاومة اما بوصفها عنصراً ثابت القيمة - انظر الشكل (١٦) - او متغير القيمة وتكون على نوعين : اما ذات طرفين وعندئذ تدعى بالمقاومة المتغيرة rheostate -

---

* تسمى بالمركبة لانها تصنع عادة من خلط مسحوق الكاربون مع عجينة من السيراميك بنسب معينة

الشكل (6 ب) – واما ذات ثلاثة اطراف وعندئذ تستخدم لتحديد التيار – الشكل (6 جـ) – او لتجزئة (تقسيم) الجهد – الشكل (6 د) .

3– تتغير قيمة المقاومة مع تغير درجة الحرارة (تزداد قيمتها بزيادة درجة الحرارة) وكذلك مع تردد الجهد المسلط عبر طرفيها بالرغم من بقاء قيمة هذا الجهد ثابتا . ذلك لان لكل مقاومة محاثة ومتسعة – انظر الشكل (7) – تكون قيمتهما صغيرة لحسن الحظ ، بحيث يمكن أهمال تأثيرهما عند الترددات التي تقل عن 1MHZ ولكن تأثيرهما يظهر عند الترددات العالية ولذا فان المقاوم لايعمل عندها ، عمل مقاوم صرف (pure resistor)



الشكل (٦) استعمالات المقاومة .

الشكل (٧) الدائرة المكافئة للمقاومة .

4– تقاس المقاومة بوحدة الاوم اوالكيلو اوم او الميكا اوم وتوجد بقيم معينة وليست لهذه القيم أية دلالة .

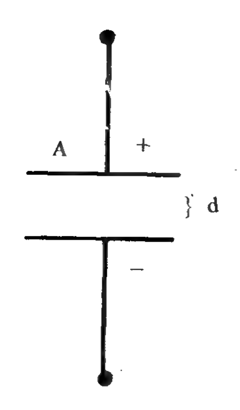
ب – المتسعــــة The capacitor :–

تتكون المتسعة أساسا ، من سطحين موصلين يمكن خزن الشحنة عليهما يفصل بينهما مادة عازلة – انظر الشكل (8) والذي يمثل بحد ذاته الرمز العام الكهربائي للمتسعة . هذا الرمز يشير بدقة الى حقيقة ان المتسعة دائرة مفتوحة بالنسبة للتيار المستمر وان الفولتية المستمرة عبر المتسعة تتطلب تياراً مقداره صفر يمر خلالها .

تعطى سعة capacitance (c) لمثل هذه المتسعة ذات الصفيحتين المتوازيتين بـ

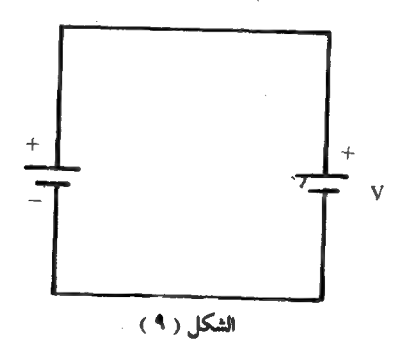
$$c = \varepsilon \frac{A}{d} \qquad \ldots (7)$$

حيث يمثل A مساحة الصفيحتين d المسافة بينهما و ε ثابت العازل بينهما وبالتالي فان



الشكل (٨) الرمز المتداول للمتسعة .

قيمة السعة لأي متسعة تعتمد على الشكل الهندسي لها وتزداد بزيادة مساحة الصفيحتين وبتقليل المسافة بينهما بالنسبة للوسط العازل الواحد . تقاس C بالفاراد Farad اوباجزاء الفراد : الملي الفراد mF والمايكروفراد μF والبيكوفراد pF . ان ربط المتسعة الى مصدر جهد ثابت – الشكل (9) – سيؤدي الى ظهور شحنة موجبة على الصفيحة اليسرى وشحنة سالبة على الصفيحة اليمنى منها واذا ماقطعت هذه المتسعة عن الجهد فان الشحنة سوف تبقى على الصفيحتين طبقا لما ذكرناه عن قدرة المتسعة على خزن الشحنات .



الشكل (٩)

على اية حال . طالما ان الفولتية المسلطة ثابتة القيمة فان الشحنة سوف تبقى على المتسعة وان التيار الذي يسري في دائرة المتسعة يكون مساوياً للصفر . دعنا الآن نفرض ان الفولتية تتغير مع الزمن . سنلاحظ في هذه الحالة . ان التيار سوف يبدأ بالسريان وان قيمته سوف تتناسب مع معدل تغير الفولتية . اي بتعبير رياضي أن :–

$$i \propto \frac{dv}{dt} \qquad \ldots (8) \ldots$$

أو أن

$$i = c \frac{dv}{dt} \qquad \ldots (9)$$

ويلاحظ ان ثابت التناسب هو السعة c المذكورة اعلاه والتي يمكن تعريفها من المعادلة اعلاه وعلى اساس ان $i = \frac{dq}{dt}$ وبالتالي فان المعادلة تصبح :

$$\frac{dq}{dt} = c \frac{dv}{dt} \qquad \ldots (10) \ldots$$

وبأخذ التكامل للطرفين نجد أن :

$$q = cv \qquad \ldots (11)$$

مرة اخرى نجد ان c كمية ثابتة وان الشحنة المتولدة على المتسعة تتناسب طرديا مع قيمة الجهد المسلط عبرها وبالتالي فان التيار يتناسب مع معدل تغير الجهد ، وعليه فـــان المتسعة تعد عنصراً خطياً . كذلك تعامل المتسعة على انها عنصر غير فعال وان القدرة الممتصة تعطى بحاصل ضرب التيار والفولتية

$$P = vi = vc \frac{dv}{dt} \qquad \ldots (12)$$

او ان الطاقة المخزونة تكون مساوية لـ

$$U = \int p dt = \frac{1}{2} c v^2 \qquad \ldots (13)$$

ويتم خزن الطاقة التي تتقبلها المتسعة في المجال الكهربائي حول المتسعة ويعبر عنها بتكامل القدرة في الفترة الزمنية المرغوبة . وهكـذا فان بامكان المتسعة استلام القـدرة واعادتها الى عنصر خارجي ولكن مع بعض الفقدان . كذلك فان هذه الطاقة المخزونة تكون محدودة وعليه فان المتسعة لاتستطيع تجهيز طاقة غير محدودة ومن هنا فانها تعد عنصرا غير فعال .

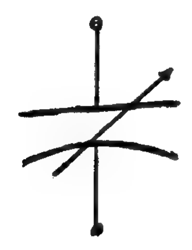
لابد لنا مرة اخرى من ذكر بعض النقاط المهمة التي تخص المتسعة ، منها :-

1- تتكون المتسعة العادية من صفيحتين رقيقتين معزولتين عن بعضهما بوساطة طبقة رقيقة من عازل الورق او المايكا وتتراوح قيم هذه المتسعات من $0.001\ \mu F$ الى $1\ \mu F$ ويمكن استخدامها مع جهود عالية تصل قيمها الى بضع مئات من الفولتات .

من جهة اخرى هناك انواع اخرى من المتسعات منها السيراميكية والمتسعات ذات الاغشية اللاستكية ويمتاز هذان النوعان من المتسعات بانها تتحمل مدى واسعا من الجهود يتراوح بين 3000 الى 6000 فولت كما ان قيمها تكون كبيرة نوعا ما لكبر ثابت العازل المستعمل وكذلك لقلة سمك الطبقة العازلة بين لوحيها .

هناك ايضا المتسعات الالكتروليتية التي تكون سعتها كبيرة جدا بالمقارنة مع حجمها كذلك تمتاز بانها تسمح للتيار بالمرور فقط ، بأتجاه واحد ولهذا السبب نجد ان هذه المتسعات تختلف عن غيرها في كونها ذات طرفين : احدهما موجب والاخر سالب ويجب ملاحظة ذلك عند ربطها في الدوائر ولاتصلح للعمل عند الترددات العالية .

2- تكون المتسعة اما ثابتة القيمة او متغيرة ويبين الشكل (10) الرمز الكهربائي للمتسعة المتغيرة .



الشكل (١٠)

جـ- الملــف The inductot

هذا هو العنصر الثالث والاخير من العناصر غير الفعالة ويبين الشكل (١١) الرمــز الكهربائي للملف وهو عبارة عن سلك جيد التوصيل للكهربائية ملفوف على نفسه مرات عديدة وتكون اللفات متجاورة عادة ، ومعزولة عن بعضها بعضا وتلف على قلب واحد .

الشكل (١١) الرمز المتداول للملف .

عندُ ربط الملف الى مصدر للجهد المستمر فان تيارا مستمراً سوف ينشأ في الملف سرعان مايصل الى قيمة ثابتة تعتمد على القوة الدافعة الكهربائية للمصدر وعلى مقاومة السلك الذي صنع منه الملف . لقد بين العالم الدانمركي اورستد في عام ١٨٠٠ ان الموصل الناقل للتيار ينتج مجالاً مغناطيسيا وان هذا المجال المغناطيسي يرتبط بصورة خطية مع التيار المولد له (قانون أمبير) .

من جهة اخرى ، فان ربط الملف الى مصدر للجهد المتناوب سوف يؤدي الى مرور تيار متناوب في الملف محدثا بذلك مجالا مغناطيسيا متغيراً . لقد بين مايكل فاراداي والمخترع الامريكي هنري ان هذا المجال المغناطيسي المتغيرسوف يؤدي الى احداث فولتية محتثة في الملف تتناسب مع معدل تغير المجال المغناطيسي اوبكلمة أخرى مع معدل تغير التيار في الملف . أي أن

$$v = -L \frac{di}{dt} \qquad \ldots (14)$$

حيث ان v تمثل الفولتية المحتثة في الملف ويدعى الثابت L بالمحاثة inductanca وهو مقدار ثابت يعتمد في قيمته على شكل الملف وطوله وقطره وعدد لفاته . ان ظهور الاشارة السالبة في المعادلة اعلاه يشير الى ان الفولتية المحتثة تكون باتجاه بحيث تعاكس التغير في التيار المولد لها (قانون لنز) وتقاس المحاثة بوحدة الهنري وتبين المعادلة (١٤) بان الهنري هو فقط اصطلاح مختصر للفولت ثانية لكل أمبير .

ان المحاثة تتناسب تقريبا مع مربع عدد اللفات الكاملة من الموصل ، المؤلفة له وقد وجد ان المحاثة او الملف الذي له شكل حلزوني طويل ذو فجوات صغيرة له محاثة هي $(\mu N^2 A / l)$ حيث A مساحة المقطع العرضي و l الطول المحوري للحلزون و N عدد اللفات الكاملة للسلك و μ (ميو) ثابت المادة التي داخل الحلزون والذي يدعى بالانفاذية permeability وتبلغ انفاذية الهواء $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H / m .

وجدنا من المعادلة (١٤) ان الفولتية عبر المحاثة تتناسب مع المعدل الزمني لتغير التيار خلاله وتبين بصورة خاصة بأنه ليس هناك فولتية عبر المحث الناقل لتيار ثابت بغض النظر عن قيمة هذا التيار وعليه يمكن اعتبار الملف كدائرة قصر للتيار المستمر وحقيقة أخرى توضحها هذه المعادلة ان التغير الفجائي او المتقطع في التياريجب ان يصاحبه جهد لانهائي في المحث ولاجل تجنب الفولتية اللانهائية فان تيار المحث يجب ألا يسمح له بالقفز بشكل آني من قيمة الى أخرى واذا جرت محاولة لفتح دائرة محث حقيقي يسري فيه تيار محدود فان شرارة تظهر عبر نهايتي المفتاح وتتبدد الطاقة المخزونة في تأيين الهواء في ممر الشرارة ويفيد ذلك في منظومة بدء الاحتراق في السيارة حيث ان التيار في ملف القدح يقطع بموزع الشرارة وتظهر شرارة عبر شمعات القدح .

هذا وقد جرت العادة على تصنيف الانواع المختلفة للملفات على ضوء استخداماتها

ومن هذه الانواع ملفات التسوية المستعملة في دوائر الترشيح للتيارات المتموجة ومنها ايضا ملفات الترددات المسموعة . ولايفوتنا هنا ان نذكر ان تأثير الوسط داخل الملف على قيمة محاثة الملف . ان محاثة الملف تتناسب مع النفاذية المغناطيسية للوسط وعليه فان قيمة هذه المحاثة يمكن زيادتها بدرجة كبيرة باستخدام قلب core الملف من المواد الفيرومغناطيسية .

5 – 1 قوانين الدائرة الكهربائية :

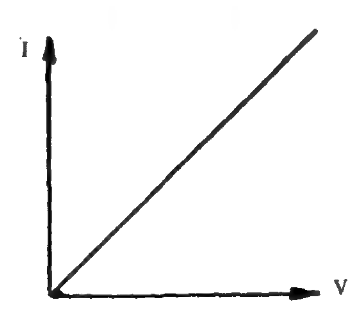
يعتمد تحليل الدوائر الالكترونية على ثلاثة قوانين هي :– قانون أوم وقانونا كيرشوف للفولتية والتيار وتصلح هذه القوانين في حالتي عمل هذه الدوائر مع التيار المستمر والمتناوب وتحكم في اية لحظة قيمة كل من الفولتية والتيار ومايحدث فيهما من تغير عند أي جزء من اجزاء الدائرة وان أي تحليل لايؤخذ بالاعتبار هذه القوانين الثلاثة يعد غير صحيح .

أ– قانــون أوم Ohm's law :–

ينص قانون أوم على ان فرق الجهد (V) المسلط بين طرفي موصل يتناسب مع التيار (I) المار خلاله . أي أن

$$V = IR \qquad \dots (15)$$

حيث تمثل المقاومة R ثابت التناسب وعند رسم المعادلة اعلاه على المحاور I , V ينتج خط مستقيم يمر خلال نقطة الاصل والمعادلة بذلك خطية – الشكل (١٢) .



الشكل (١٢) العلاقة بين التيار والفولتية .

وكما ينطبق قانون اوم على عنصر مقاوم منفرد فانه كذلك ينطبق على مجموعة من العناصر في جزء من الدائرة وكذلك على الدائرة باكملها . من جهة أخرى في الدوائر التي

يتغير فيها التيار ، فان مقدار الاعاقة للتيار المتناوب تدعى بالممانعة impedance وان الدائرة عندئذ يمكن ان تتكون من ملفات ومتسعات فضلاً عن مقاومة ويرمز للممانعة بالحرف Z وتكون وحداتها الاوم (Ω) وعليه فانه يمكن استبدال R في المعادلة (١٥) بـ Z بشرط ان تشتمل التيارات والفولتيات على العلاقة الطورية التي ترافق عادة دوائر التيـــار المتناوب .

ب- قانونـــا كيرشـــوف Kirchoof's laws :-

نستطيع ان ندرس علاقات التيار والجهد لشبكات بسيطة متكونة من ربط عنصرين او اكثر في دائرة بسيطة باستخدام قانون أوم . اما اذا احتوت الدائرة الكهربائية على عدد من الكميات المجهولة فيلزمنا عندئذ ، لتحديد سلوك هذه الدائرة ، استخدام قانوني كيرشوف للتيار والفولتية فضلاً عن قانون أوم .

ينص قانون التيار لكيرشوف « على ان المجموع الجبري لجميع التيارات الداخلة الى عقدة* يساوي صفراً » والتعبير الرياضي المختصر لقانون كيرشوف هو

$$\Sigma i_n = 0 \qquad \dots (15)$$

وهو تعبير مختصر - انظر الشكل (١٣) - عن

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 + \dots i_n = 0 \qquad \dots (16)$$

أي ان المجموع الجبري لجميع التيارات التي تغادر العقدة ، يساوي صفراً او ان المجموع الجبري لجميع التيارات التي تدخل العقدة يجب ان يساوي المجموع الجبري لجميـــع التيارات التي تغادر العقدة وان هذه الصيغ الثلاث تؤدي الى المعادلات المتطابقة الثلاث المكتوبة في ادناه للعقدة الموضحة في الشكل (١٣)

$$i_A + i_B - i_C - i_D = 0 \qquad \dots (17)$$

او ان

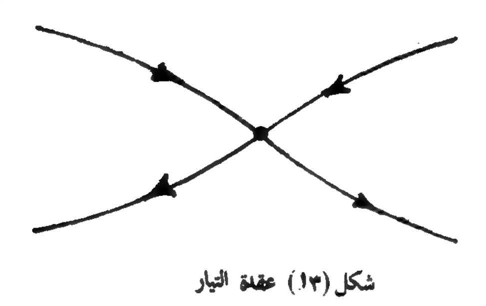
$$i_C + i_D - i_A - i_B = 0 \qquad \dots (18)$$

أو أن

$$i_A + i_B = i \quad + i_D \qquad \dots (19)$$

* العقدة هي نقطة يشترك فيها عنصران أو أكثر

من جهة اخرى يشير قانون الفولتية لـكيرشوف على أن « المجموع الجبري للجهود حــول ممر مغلق في دائرة يساوي صفراً » وهذا القانــون مشتق بالحقيقة مــن مبـــادىء الـكهرومغناطيسية وهويكافىء قولنا « ان الطاقة المصروفة لتحريك وحدة الشحنات الموجبة حول أي ممر مغلق ، تساوي صفراً » والتعبير الرياضي المختصر لقانون كيرشوف هو



شكل (١٣) عقدة التيار

$$\Sigma V_n = 0 \qquad \ldots (20)$$

وهو تعبير مختصر لـ

$$v_1 + v_2 + v_3 + \ldots v_n = 0 \qquad \ldots (21)$$

وللتوضيح فان المجموع الجبري لجميع الجهود في دائرة مغلقة باتجاه عقرب الساعة اوعلى العكس من عقرب الساعة ، يساوي صفراً أوان مجموع الفولتية الصاعدة في ممـر مغلق يساوي مجموع الفولتية الهابطة . ويقصد بالفولتية الصاعدة الزيادة في فرق الجهد من – الى + ، بين نقطتين منفصلتين على طول الممر المغلق . اما الهبوط في الفولتية فيشير الى النقصان في فرق الجهد من + الى – ، بين نقطتين منفصلتين ايضا . ففي الشكـل (١٤) لدينا أن

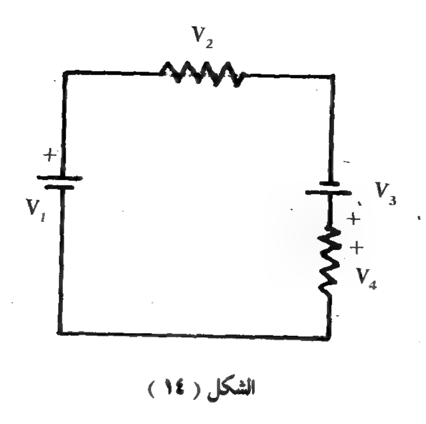
$$V_3 + V_1 - V_2 - V_4 = 0 \qquad \ldots (22)$$

أو أن

$$V_2 + V_4 - V_3 - V_1 = 0 \qquad \ldots (23)$$

أو أن

$$V_1 + V_3 = V_2 + V_4 \qquad \ldots (24)$$



الشكل (١٤)

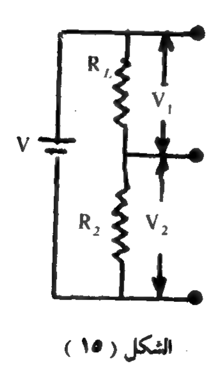
جـ- تقسيم الجهد والتيار voltage and current division :-

يستخدم قانون تقسيم الجهد لحساب الجهد عبر أحد مقاومتين او أكثر مربوطتين على التوالي بدلالة الجهد الكلي عبر المقاومتين . ففي الشكل (١٥) نجد أن

$$V_2 = iR_2 = \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \qquad \dots (25)$$

كذلك فان

$$V_1 = iR_1 = \frac{VR_1}{R_1 + R_2} \qquad \dots (26)$$

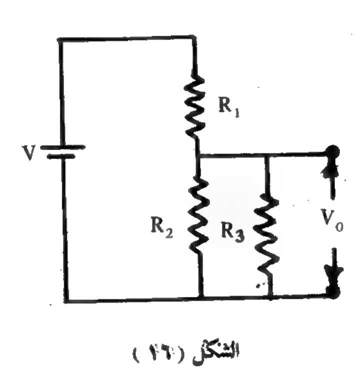


الشكل (١٥)

يلاحظ ان المعادلتين (25) , (26) هما بالحقيقة قانون أوم الا انه بدلا من تطبيق هذا القانون بشكل مباشر- باستخراج المقاومة المكافئة والتيار المار في الدائرة ثم ضرب هذا

التيار بالمقاومة المراد ايجاد الفولتية عبرها – وجدنا ان الفولتية التي تظهر عبر أي من المقاومات المتوالية هي الفولتية الكلية المسلطة مضروبة بنسبة تلك المقاومة الى مجموع المقاومات . ويمكن تطبيق كل من تقسيم الجهد ودمج المقاومات على دوائر اكثر تعقيداً ففي الشكل (١٦) يمكن استخراج V_0 من خلال دمج R_2 , R_3 على التوازي ثم مع R_1 على التوالي بحيث ان

$$V_0 = \frac{V(R_2 \parallel R_3)}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \qquad \ldots (27)$$



الشكل (١٦)

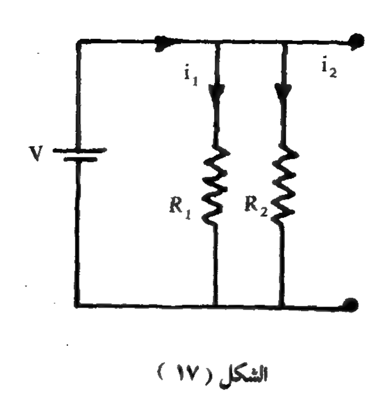
من جهة أخرى يستخدم قانون تقسيم التيار لحساب التيار المار في احد مقاومتين أو اكثر من المقاومات المتوازية بدلالة التيار الكلي المار في الدائرة . ففي الشكل (١٧) نجد أن

$$i_1 = i\,\frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \ldots (28)$$

و–

$$i_2 = i\,\frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad \ldots (29)$$

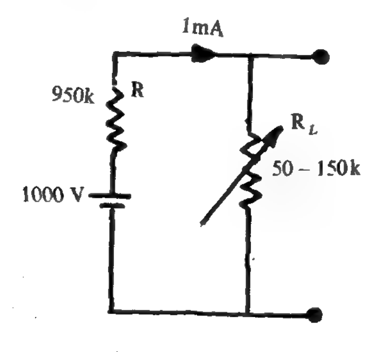
أي أن التيار الذي يمر في أي مقاومة من المقاومات المتوازية يساوي التيار الكلي مضروبا بنسبة المقاومة المقابلة الى مجموع المقاومات.. وأخيراً نذكر انه بالنسبة لدائرة على التوالي فأن أعلى هبوط جهد يكون عبر اكبر مقاومة وبالنسبة لدائرة على التوازي يكون أعلى تيار في أصغر مقاومة .



الشكل (١٧)

6 – 1 مصدر تيار ثابت : Constant Current Source

يعرف مصدر الفولتية الذي يمتلك ممانعة داخلية عالية جدا مقارنة مع ممانعة الحمل المربوط اليه خارجيا بمصدر تيار ثابت ، حيث ان التياريبقى ثابتا تقريبا في مقاومة الحمل على الرغم من تغيرقيمة هذه الاخيرة . يبين الشكل (١٨) مصدر تيار ثابت ونلاحظ في هذا الشكل وجود مصدرمستمرللجهد بقيمة ١٠٠٠ فولت ومقاومة داخلية ٩٥٠ كيلوأوم .



الشكل (١٨) مصدر تيار ثابت .

الان اذا ماربطت مقاومة حمل قدرها 50 kΩ ثم غيرت الى 150 kΩ فان جهد الخرج سوف تتغيربنسبة ١ الى ٣ اما التيار المارفي الدائرة فسوف يتغيرمن 1·05 mA الى 0·95 mA أي يبقى ثابتا عند 1mA تقريبا .

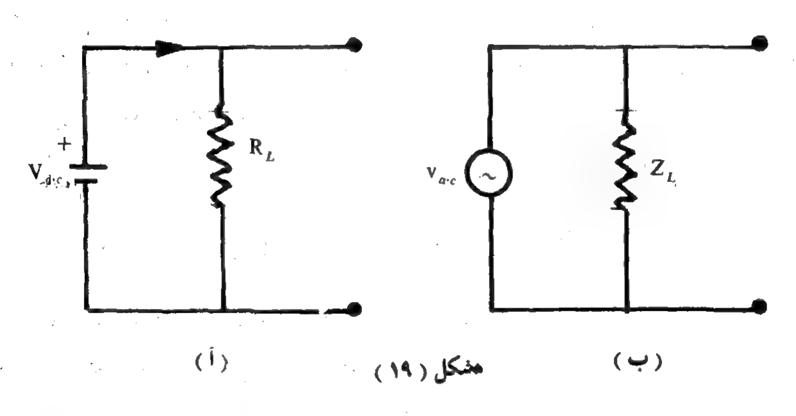
على اية حال ، تعتبر الدائرة اعلاه ابسط انواع دوائر مصادر التيار الثابت ويعتبر

الترانزستور مصدر تيار ثابت نموذجي عند تشغيله في المنطقة الفعالة حيث ان تيار الجمع للترانزستور في هذه المنطقة – كما سنرى لاحقا – لايعتمد على جهد المجمع .

7 – 1 مصدر فولتية ثابت Constant Voltage Source

أي جهاز قادر على توليد جهد اخراج بصورة دائمية يمكن تسميته بمصدر فولتية voltage source . هناك ، على اية حال ، نوعان من مصادر الفولتية : مصدر الفولتية المستمرة direct voltage source ومصدر الفولتية المتناوبة alternating voltage source

لعل من أهم مميزات مصدر الفولتية المستمرة انه يحافظ على قطبية الجهد الخارج ويكون نفس قطبية المصدر . فاذا ما ربطت مقاومة حمل R_L عبر هذا المصدر الشكل (١٩ أ) ، فان التيار سوف يسري باتجاه واحد : اي من الطرف الموجب باتجاه الطرف السالب . هذا النوع من التيار يدعى بالتيار المستمر direct current اواختصاراً (d.c) لانه يسري باتجاه واحد فقط وكذلك هي الفولتية المستمرة الناتجة .

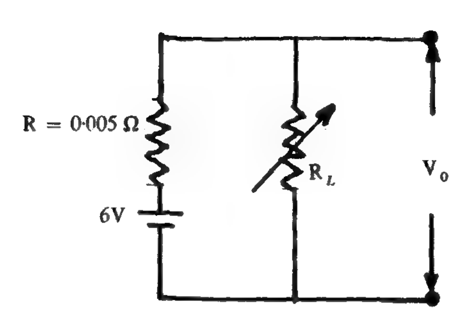


(أ) مشكل (١٩) (ب)

من جهة اخرى فان مصدر الفولتية المتناوبة يعمل بصورة دورية على عكس قطبية الجهد الخارج واذا ماربطت ممانعة حمل Z_L عبر هذا المصدر – انظر الشكل (١٩ ب) – فان التيـار المـار فـي Z_L سـوف يعكس اتجاهـه دوريـا ولهذا يدعى بالتيار المتناوب alternating current او اختصاراً بـ (a.c) .

من المرغوب فيه دائما ، الحصول على مصدر فولتية ثابت يعرف بانه مصدر الفولتية الذي يمتلك ممانعة داخلية صغيرة جداً مقارنة مع مقاومة الحمل الخارجية المربوطة اليه

بحيث ان الفولتية الخارجة تبقى ثابتة تقريبا حتى في حالة تغير تيار الحمل الناتج من تغير مقاومة الحمل . ففي الشكل (٢٠) نلاحظ وجود مصدر فولتية مستمرة بقيمة 6V ومقاومة داخلية 0·005 أوم .



الشكل (٢٠) مصدر فولتية ثابت .

الان اذا ماربطت مقاومة حمل R_L متغيرة ثم غيرت قيمتها بحيث ان قيمة التيار المار تتغير من 1 الى 10 أمبير فان الهبوط على المقاومة الداخلية سوف يتغير من 0·005 الى 0·05 فولت وبالتالي فان الفولتية الخارجة ستتغير من 6 فولت الى 5·95 فولت . ومن هنا يمكن عد هذا المصدر مصدر فولتية ثابتاً نموذجياً .

8 – تحليل الدوائر الكهربائية : Electric Circuit Aralysis

رأينا كيف ان استخدام القوانين الثلاثة للدوائر الكهربائية (قانون اوم وقانونا كيرشوف) يمكننا من حساب الهبوط في الفولتية عبر عناصر هذه الدائرة وكذلك ايجاد التيارات المارة في هذه العناصر كما ذكرنا ايضا ان هذه القوانين تصلح في دوائر التيار المتناوب مما يمكننا من ايجاد فرق الطور بين مختلف الفولتيات والتيارات والكيفية التي يؤثر بها التردد – مثلا – على عمل هذه الدوائر وغير ذلك من المتغيرات الأخرى .

ومع ان استخدام هذه القوانين يكون مباشرا وسهلا الا اننا وجدنا ان استخدام قانوني مجزء الفولتية والتيار يوفران لنا طريقاً أسهل على الرغم من ان هذين القانونين مشتقان اصلا من قانون أوم .

مما تقدم وللحاجة الى ايجاد التيار المار في عنصر معين فقط اوحساب الفولتية عبر ذلك العنصر فانه من المستحسن في هذه الحالة البحث عن طريق أقصر لتوفير الكثير من الوقت والجهد . لتسهيل عملية تحليل مثل هذه الدوائر غالبا مايلجأ الى الاستعانة بنظريات الدوائر الكهربائية ومنها :-

أ- نظريـــة التراكـــب superposition theorem :-

تصلح نظرية التراكب بشكل خاص ، لتحليل الدوائر الكهربائية التي تحتوي على نوعين من المصادر الـ (a.c) والـ (d.c) أو على نوعيـن من مصادر الـ a.c ولكـن بترددات مختلفة وتنص على « ان التيار المار – مثلا – في أي فرع من فروع الدائرة والناتج عن تأثير عدد من مصادر الفولتية مجتمعة يساوي المجموع الجبري للتيارات المارة في ذلك الفرع من الدائرة والناتجة عن وجود هذه المصادر كل على انفراد » .

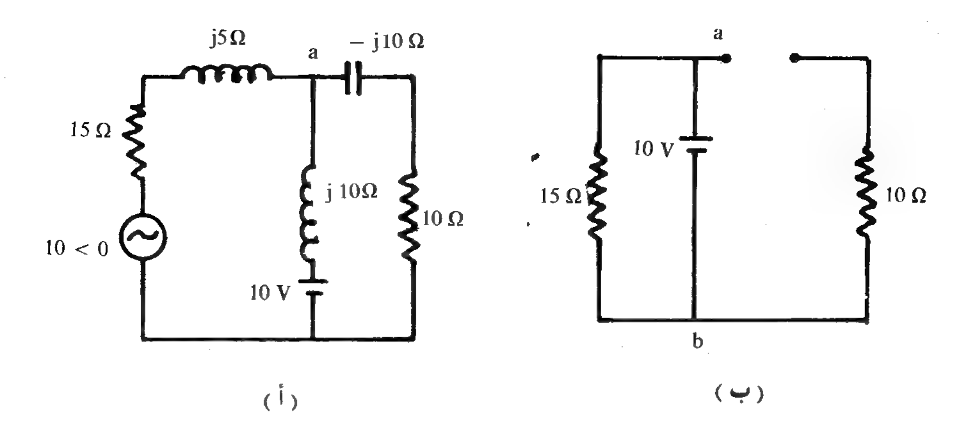
يبين الشكل (٢١ أ) دائرة تحتوي على مصدر (a.c) ومصدر (d.c) للفولتية والمطلوب حساب الفولتية عبر النقطتين (b,a) .

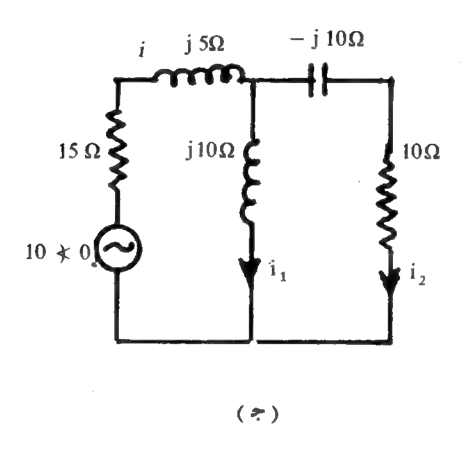
لحساب الجهد المستمر V_{ab} نقصر مصدر الجهد المتناوب وحيث ان ممانعة الملف تساوي صفراً بالنسبة لتيار الـ d.c وممانعة المتسعة تساوي مالانهاية لذا فان الدائرة سوف تصبح كما في الشكل (٢١ ب) وتكون v_{ab} مساوية لـ 10V .

من جهة أخرى لحساب V_{ab} المتناوبة سنقوم بقصر المصدر المستمر هذه المرة وبذلك تتحول الدائرة الى الشكل (٢١ جـ) . يلزم لاستخراج V_{ab} حساب التيار المار في الملف (10Ω) ويتم ذلك من خلال حساب التيار الكلي (i) عن طريق حساب الممانعة المكافئة الكلية للدائرة اولا ثم حساب i_1 . يترك للطالب حل السؤال

ب- نظريتـــا ثفنـــن ونورتـــن Thevenin's and Norton's Theory

الى جانب قاعدة التراكب هناك ايضا نظريتان اخريان تبسطان التحليل لدوائر خطية كثيرة ، تدعى اولهما بنظرية ثفنن نسبة الى العالم أيم ايل تيفننن (M. L. Thevenin) . تستخدم هذه النظرية لحساب التيار والجهد والقدرة المجهزة الى مقاوم حمل منفرد من دائرة ربما تتكون من اي عدد من المصادر والمقاومات اوربما تستخدم في ايجاد الاستجابة

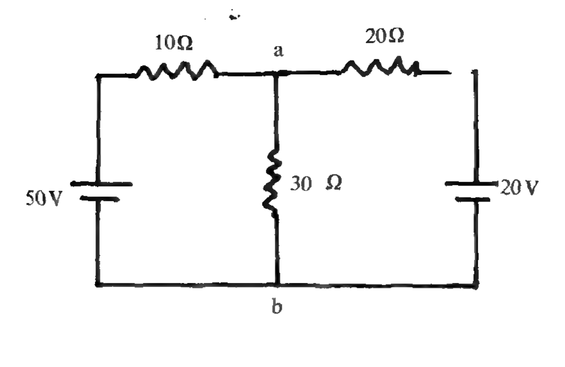




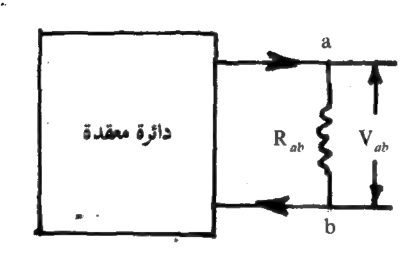
الشكل (٢١)

لقيم مختلفة من الحمل المقاوم وتسمح هذه النظرية عند استخدامها لايجاد فرق الجهد (V_{ab}) حول الطرف (ab) في الشكل (٢٢) الذي هو جزء من دائرة معقدة ، باستبدال هذه الدائرة المعقدة – عدا الحمل بين (ab) – بأخرى مكافئة تحتوي على مصدر فولتية واحد V_{Th} يمثل جهد الطرف المفتوح (ab) ، على التوالي مع مقاومة مكافئة لجميع المقاومات المربوطة بين (b, a) فضلاً عن مقاومة الطرف المفتوح .

كمثال اولى دعنا نأخذ الدائرة المبينة في الشكل (٢٣) ونحسب الجهد V_{ab} باستخدام نظرية ثفننن في هذه الحالة وبقصد الايضاح ، سنضع الحل على شكل خطوات هي :



الشكل (٢٢)



الشكل (٢٣)

1- حساب V_{Th} :- ترفع المقاومة (30 Ω) ثم تحسب فولتية الطرف المفتوح (ab) انظر الشكل (٢٤ أ) . اي الفولتية V_{Th} .

على فرض ان التيار يسري بالاتجاه المبين في الشكل (٢٤ أ) فانه يصبح لدينا أن

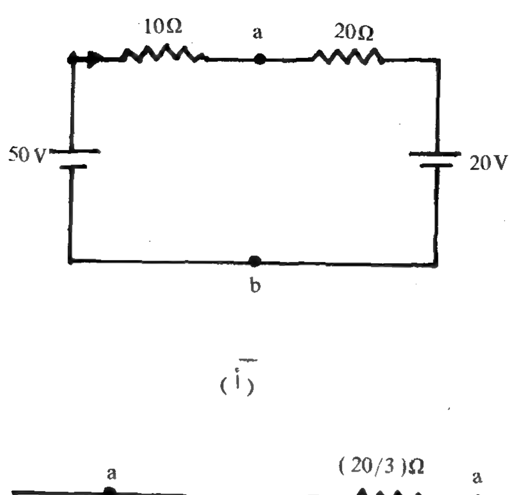
$$50 - 20 = i (10 + 20)$$

او ان

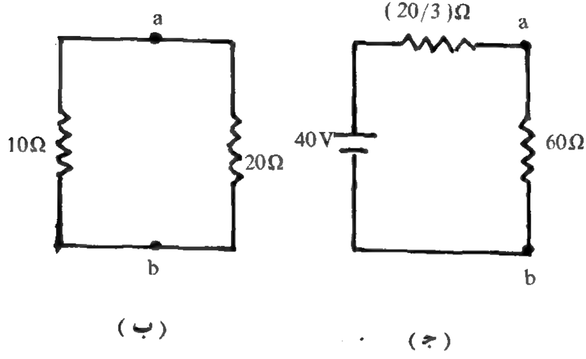
$$i = \frac{30}{30} = 1 \text{ Amp}$$

وبهذا فان

$$V_{Th} = 50 - i \times 10 = 50 - 1 \times 10 = 40 \text{V}$$



(أ)



(ب)　　　(جـ)

الشكل (٢٤)

او ان

$$V_{Th} = 20 - (-1) \times 20 = 40 \text{ V}$$

2) حساب R_{Th} :- في هذه الحالة يتم قصر مصادر الفولتية (50 V)و(20 V) – انظر الشكل (٢٤ ب) – وبذلك فان

$$R_{Th} = 10 \parallel 20 = \frac{10 \times 20}{10 + 20} = \frac{20}{3}\ \Omega$$

3 نرسم الدائرة المكافئة التي تحتوي على V_{Th} و R_{Th} ومقاومة الطرف المفتوح – الشكل (٢٤ جـ) – ثم نحسب الجهد V_{ab} حيث ان

$$V_{ab} = \frac{V_{Th}\ R_L}{R_{Th} + R_L} = \frac{40 \times 60}{6.66 + 60} = 36\ V$$

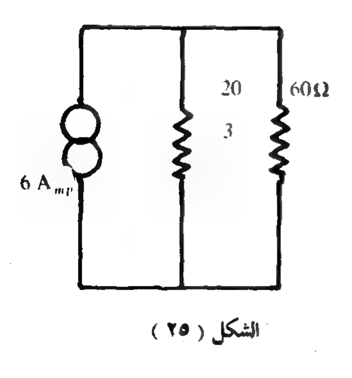
من جهة أخرى فان نظرية نورتن لها شبه كبير بنظرية ثيفننن ويمكن ان تعد ملازمة لها وتنسب الى أي . ايل . نورتن (E. L. Norton) العالم في شركة بيل للتلفونات وتنص هذه النظرية باختصار على « ان أي دائرة تحتوي على مصدر فولتية مربوط على التوالي مع مقاومته الداخلية أو أي مقاومة أخرى يمكن استبدالها بدائرة مكافئة تحتوي على مصدر تيار مربوط على التوازي مع المقاومة المرافقة » ويسمى التيار المار في الدائرة المكافئة بتيار قصر الدائرة ويرمز له بـ I_{sc} وذلك لان حسابه يتم بعد قصر جميع المقاومات الاخرى ماعدا المقاومة المربوطة مع مصدر الفولتية .

كمثال على ذلك دعنا نأخذ الدائرة في الشكل (٢٤ جـ) . في هذه الدائرة يكون تيار قصر الدائرة I_{sc} مساوياً لـ

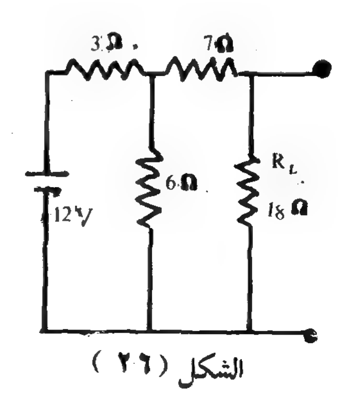
$$i_{sc} = \frac{V_{Th}}{R_{Th}} = \frac{40 \times 3}{20} = 6\ Amp$$

وبهذا فان دائرة نورتن المكافئة بين b , a تكون كما في الشكل (٢٥) . في هذه الدائرة لدينا ان

$$I_{60} = \frac{6 \times 20/3}{\frac{200}{3}} = \frac{6}{10}\ Amp$$



الشكل (٢٥)



الشكل (٢٦)

أو ان

$$V_{ab} = \frac{6}{10} \times 60 = 36\ V$$

وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها في السابق

مثـال (3) :-

في الدائرة الشكل (٢٦) احسب V_L .

الحـل :-

يمكن ايجاد V_L بطريقتين .

$$V_{Th} = \frac{6 \times 12}{6 + 3} = 8\ V$$

وتكون R_{Th} مساويه لـ

$$R_{Th} = 3 \parallel 6 + 7 = 9\,\Omega$$

وعليه فان

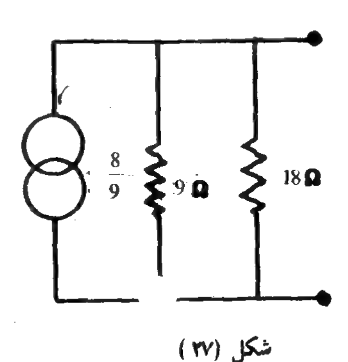
$$V_{L'} = \frac{8 \times 18}{27} = \frac{16}{3}\ V$$

نظرية نورتن : نجد الدائرة المكافئة الشكل (٢٧) . لدينا ان

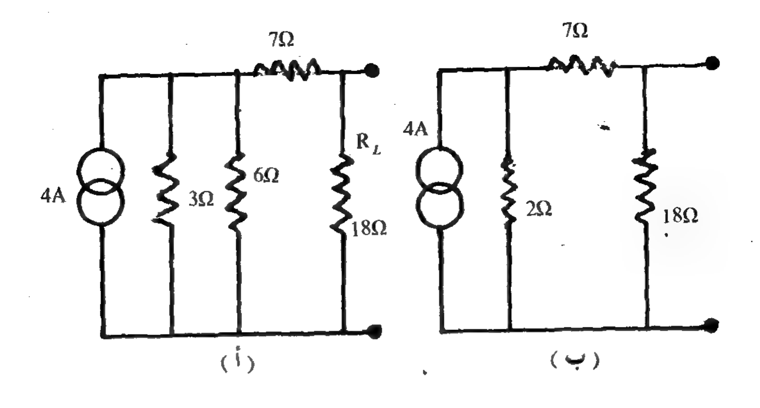
$$I_{sc} = \frac{8}{9}$$

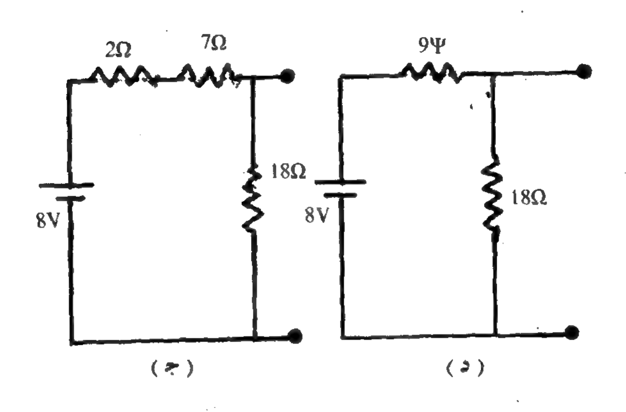
$$I_{19} = \frac{8}{9} \times \frac{9}{27} = \frac{9}{27}$$

$$V_L = \frac{8 \times 18}{27} = \frac{16}{3}\ V$$



شكل (٢٧)





الشكل (٢٨)

طريقة اخرى للحل :-

يستبدل الجهد (12 V) مع المقاومة (3Ω) في الشكل (٢٨) ، بمصدر تيار (4 A) ومقاومة (3Ω) على التوازي - انظر الشكل (٢٨ أ) - .

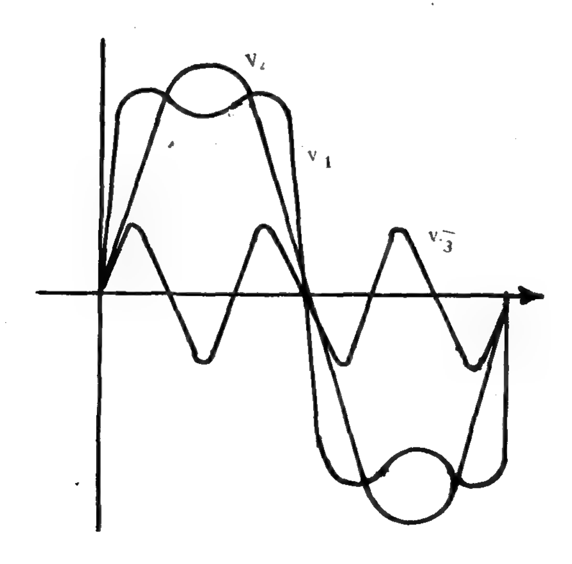
المقاومة المكافئة لكل من 3 , 6 اوم ، المربوطتين على التوازي ، هي اوم - الشكل (٢٨ ب) . نستعيض عن مصدر التيار (4A) والمقاومة 2 أوم بمصدر جهد 8 فولت ومقاومة على التوالي 2 أوم وبذلك تصبح الدائرة كما في الشكل (٢٨ ج) او (٢٨ د) ومن مقسم الجهد نجد

$$V_L = \frac{8 \times 18}{27} = \frac{16}{3} \text{ v}$$

يكون واضحا بأن احد الاستعمالات الرئيسة لنظريات ثفننن ونورتن هو استبدال الجزء الكبير من الشبكة (وغالبا مايكون الجزء المعقد او غير المفيد) بمكافىء بسيط وان الدائرة البسيطة الجديدة تمكننا من اجراء حسابات سريعة للجهد والتيار والقدرة والتي باستطاعة الدائرة الاصلية ان تجهزها للحمل . كذلك تساعدنا لاختيار احسن قيمة لمقاومة الحمل . ففي مكبر الترانزستور ، على سبيل المثال ، يمكننا مكافىء ثيفنن او نورتن من حساب القدرة القصوى الممكن اخذها من المكبر وكذلك ايجاد الحمل المطلوب لتحقيق اقصى تحويل للقدرة او للحصول على اقصى جهد عملي او تكبير للتيار .

متسلسلة فورير : Fourier Series

على الرغم من ان معظم الاشارات المتناوبة دورية periodic الا أنها ليست بالضرورة ذات شكل جيبي sinusoidal وبهذا فانها تكون اكثر تعقيداً من الموجات الجيبية البسيطة مع هذه الاشارات المعقدة ، على اية حال ، يمكن تمثيلها بمجموعة من الموجات الجيبية ذات السعات والترددات المختلفة . فعلى سبيل المثال الموجة v ، في الشكل (٢٩) ، هي حاصل جمع الموجتين الجيبيتين v_1 , v_3 على الرغم من ان تردد الموجة v_3 هو ٣ اضعاف تردد كل من v , v_1 وان الموجة الناتجة هي اعقد من كلا المركبتين v_1 , v_3 .



الشكل (٢٩) الموجة v مع مركباتها الاولى والثالثة .

مما تقدم يتضح لنا ان بالامكان ، على سبيل المثال ، التعرف على استجابة اي دائرة لأية موجة ، مهما كان شكلها ، اذا ماكان معروفا لدينا استجابة هذه الدائرة اوهذه الدوائر للموجة الجيبية ومن هنا يتبين لنا أهمية التعرف على طريقة تحليل الموجات المعقدة الى مركباتها الجيبية .

تزودنا متسلسلة فورير بأداة كفورة جداً للقيام بهذا العمل وتشير الى ان اي موجة (فولتية او تيار) دورية مهما كان شكلها يمكن تمثيلها بمتسلسلة لانهائية من الموجات الجيبية (sin) فقط اوالجيب تمامية (cos) فقط اوكلاهما معا وتكون على الصيغة التاليـة

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos\omega ot + a_2 \cos 2\omega ot + a_3 \cos 3\omega ot + \dots a_n \cos n\omega t$$
$$+ b_1 \sin \omega ot + b_2 \sin 2\omega ot + b_3 \sin 3\omega ot + \dots b_n \sin n\omega ot \quad \dots (30)$$

حيث ان a_n يمكن ان يكون اي رقم صحيح واما a_0 فهرثايت ويمثل مركبة الـ D.C الموجودة في الاشارة (sin). اما a_1 و a_2 . . الخ و b_1 و b_2 .. الخ فهي ثوابـت يعتمد قيمتها على n و f (t) وان عملية حساب هذه الثوابت تدعى تحليل فورير . يمثل ω_0 التردد الاساس للاشار (t)

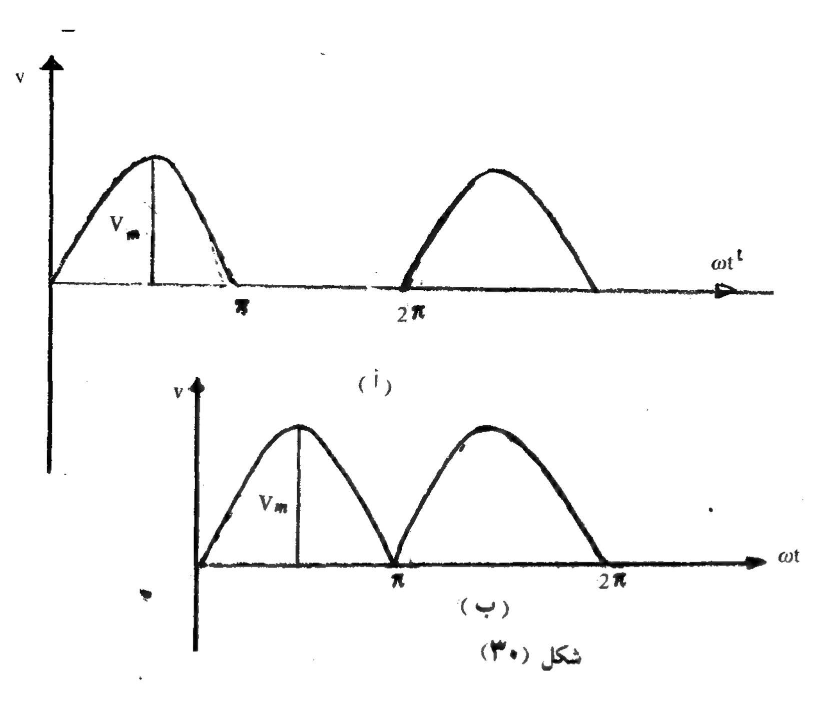
لنأخذ الان ، على سبيل المثال ، الموجتين في الشكل (٣٠ أوب) ونجد لهما متسلسلة فورير بقصد التوضيح ولغرض التعرف على فائدة أخرى لمتسلسلة فورير
تكون متسلسلة فورير للموجة في الشكل (٣٠ أ) كالآتي :

$$f_1(t) = V_m \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{1}{\pi} \sum_{n=even}^{\infty} \left(\frac{\cos n\omega t + 1}{n^2 + 1} \cos n\omega t \right) \right\} \quad \dots (31)$$

او ان

$$v_1 = 0{\cdot}318\, V_m + 0{\cdot}5\, V_m \sin \omega t - 0{\cdot}212\, V_m \cos 2\omega t + \quad \dots (32)$$

وبالطريقة نفسها نجد ان متسلسلة فورير للموجة في الشكل (٣٠ ب) هي



شكل (٣٠)

$$v_2 = V_m \left\{ \frac{2}{\pi} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=even}^{\infty} \left(\frac{\cos n\omega t + 1}{n^2 - 1} \cos n\omega t \right) \right\} \qquad \ldots (33)$$

وعلى وفق مامر يتضح ان معدل القيمة (اي مركبة الـ D.c) للموجة الاولى والثانية هما وعلى التوالي :

$$V_{d \cdot c} = \frac{V_m}{\pi} = 0{\cdot}318\ V_m \qquad \ldots (34)$$

و

$$V_{d \cdot c} = \frac{2V_m}{\pi} = 0{\cdot}636\ V_m \qquad \ldots (35)$$

اما القيمة الفعالة لهذه الموجة فيمكن ايجادها من حساب الجذر التربيعي لمجموع مربعات الثوابت a_0 , a_1 , b_n اي ان

$$v_{eff} = \left\{ a_0^2 + \frac{a_1^2 + a_2^2 + \ldots a_n^2 + b_1^2 + b_2^2 + \ldots b_n^2}{2} \right\}^{\frac{1}{2}} \qquad \ldots (36)$$

وتكون القيمة الفعالة للموجة في الشكل (٣٠ ب) مساوية تقريبا لـ

$$v_{eff} = \left\{ (0{\cdot}636\, V_m)^2 + \frac{(0{\cdot}424\, V_m)^2 + (0{\cdot}085\, V_m)^2}{2} \right\}^{\frac{1}{2}} = 0{\cdot}706\, V_m \quad \ldots (37)$$

لابد ان الطالب قد ادرك الان الفائدة الثانية من استخدام متسلسلة فوريرفي تحليل الموجات ومن الجدير بالذكر ان المعادلة (30) لاتصلح فقط للموجتين في الشكل (30) وانما لجميع الاشارات الدورية من غير استثناء . ان هدفنا هنا ليس برهنة النظرية وليس تحليلها وانما ، فقط ، التعرف عليها وان طريقة استخراج الثوابت متوفرة في المراجع ويمكن الرجوع اليها للاستزادة .

كذلك يلاحظ انه تم الاقتصارفي المعادلات (32 الى 37) ، على بعض الحدود من المتسلسلة وذلك لانهما الاكثر أهمية من بين الحدود الاخرى . اما في حالة توخي الدقة فيفترض ان تتضمن المتسلسلة على جميع الحدود هذا وقد تم حساب كل من a_n و b_n الطريقة الآتية :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad n = 0,1,2,3 \qquad \ldots (38)$$

و

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin n\omega t \, (d\omega t) \quad n = 1,2,3, \qquad \ldots (39)$$

1 - 10 اقصى نقل للقدرة : Maximam Power Tranfer

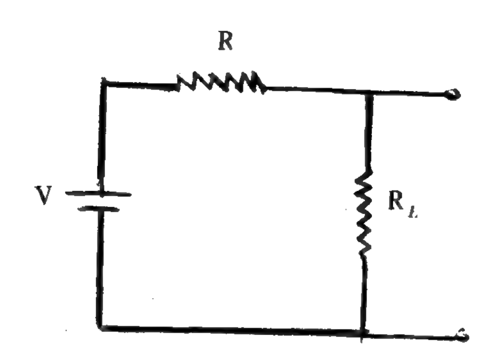
في كثير من الدوائر الالكترونية مثال ذلك الراديو او المكبرات السمعية ، يكون من المرغوب فيه حقا نقل أقصى قدرة ممكنة من المصدر الى دائرة الحمل وذلك بقصد الحصول على أعلى كفاءة يمكن ان تعمل معها هذه الدوائر .

من هنا فانه يصبح من المفيد التعرف على الشروط او الشرط الذي يتم معه الانتقال الاقصى للقدرة . افرض الان ان R , V في الشكل (٣١) يمثلان فولتية ومقاومة ثيفنن المكافئة لدائرة ما وقد ربطت اليهما مقاومة الحمل R_L . طبقا لقانون جول فان القدرة في مقاومة الحمل تكون مساوية لـ

$$P = I^2 R_L = \left(\frac{V}{R + R_L} \right)^2 R_L \quad \ldots (40)$$

أو ان

$$P = \frac{v^2 / R_L^2}{(1 + R/R_L)^2} \quad \ldots (41)$$



شكل (٣١)

يتضح من المعادلة (41) اعلاه ، ان القدرة في الحمل تكون صفراً اذا كانت هذه المقاومة تساوي صفراً وكذلك تساوي صفراً اذا كانت R_L كبيرة جداً . عليه فلابد من وجود قيمة معينة لـ R_L تكون القدرة فيها أقصى مايمكن . لايجاد هذه القيمة لـ R_L اوذلك الشرط الذي يتم معه اقصى نقل للقدرة ستقوم بمفاضلة المعادلة ((1) بالنسبة لـ (R_L) ثم نعوض عن نتيجة هذا التفاضل بصفر أي أن :

$$\frac{dp}{dR_L} = V^2 \left\{ \frac{(R_L + R)^2 - 2R_L(R_L + R)}{(R_L + R)^4} \right\} = 0 \quad \ldots (42)$$

وحيث ان V^2 ≠ صفر لذا فان

$$(R_L + R)^2 - 2R_L(R_L + R) = 0 \quad \dots (43)$$

أي ان

$$(R_L + R)(R_L + R - 2R_L) = 0 \quad \dots (44)$$

أو ان

$$(R_L + R)(R_L - R) = 0$$

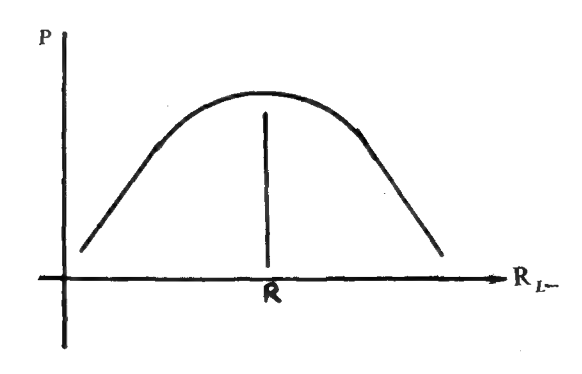
وحيث ان $R_L + R \neq$ صفر لذا فان

$$R_L - R = 0 \quad \dots (45)$$

اي ان

$$R_L = R \quad \dots (46)$$

تشير المعادلة (46) اعلاه ، الى ان اقصى نقل للقدرة يتم عندما تكون مقاومة الحمل مساوية للمقاومة الداخلية للمصدر . تحت هذا الشرط يقال ان مقاومة الحمل هي في حالة توافق matching مع مقاومة المصدر ويبين الشكل (٣٢) القدرة المبذولة من المصدر الى الحمل كدالة لمقاومة الحمل .



الشكل (٣٢) القدرة في الحمل كدالة لمقاومة الحمل .

من الجدير بالذكر انه في حالة كون R_L مساوية لـ R فان اقصى كفاءة نقل للقدرة تكون مساوية لـ 50% .
أي أن

$$\frac{P_0}{P_{in}} = \frac{I^2 R_L}{I^2 (R_L + R)} = \frac{R_L}{2R_L} = \frac{1}{2} \qquad \dots (47)$$

حيث ان النصف الآخر من القدرة المبذولة يتم ضياعه في المقاومة الداخلية R .

من جهة أخرى فان اقصى نقل للقدرة يتم في دوائر الـ a.c ، عندما تكون ممانعتا الحمل والمصدر متساويتين في المقدار. كذلك ان تمثل كل منهما ، المرافق conjugates للاخرى (المرافق للمانعة هو ممانعة اخرى يكون له المقدار نفسه ولـكن بزاوية طور معاكسة ويعبر عن ذلك رياضيا بـ (R + jx) للممانعة وبـ (R _ jx) للمرافقة) .

هذا ويتم البرهنة على ان $R_L = R$ و $X_L - X$ في حالة كون $Z_L = R_L + jX_L$ او أن $Z_L = R_L + jX_L$ ، بالطريقة نفسها اعلاه وكذلك من معرفة ان

$$i = \frac{v}{\sqrt{(R + R_1)^2 + (x + x_L)^2}} \Delta\theta \qquad \dots (48)$$

حيث أن

$$\tan\theta = \frac{x + x_L}{R + R_L} \qquad \dots (49)$$

وكذلك فان

$$P_L = i^2 R_L = \frac{v^2 R_L}{(R + R_L)^2 + (x + x_L)^2} \qquad \dots (50)$$

11 – 1 وحدة الكسب (الديسبل) : The Decibel

يعرف الكسب في التيار او الجهد او القدرة بأنه النسبة بين الكمية الخارجة الى الكمية الداخلة . فمثلا يعرف كسب القدرة A_p بأنه النسبة بين القدرة الخارجة P_o الى القدرة الداخلة P_i .
أي أن

$$A_p = \frac{P_0}{P_{1n}} \qquad \dots (51)$$

يلاحظ من المعادلة اعلاه ان الكسب في القدرة أوغيره ، يكون مجرد من الوحدات الا انه في الوقت الحاضر تستعمل وحدة خاصة للتعبير عن الكسب تدعى بالديسيل .

ان الوحدة الديسيل أخذت طريقها في الاستعمال نتيجة للحاجة الى طريقة دقيقة لقياس ومقارنة القدرة المرافقة للاصوات المسموعة. ان استجابة الاذن على اية حال ، لشدة الاصوات تكون لوغارتمية : أي ان الاذن البشرية تتلقى الصوت الثاني مضاعفا في الشدة ، بالنسبة للاول اذا كانت قدرة الثاني اكبر من قدرة الصوت الثاني ، بعشر مرات .

يطلق على النسبة بين لوغارتم قدرتين بوحدة تدعى بالبيل bel – تكريما لمخترع الهاتف الكسندر كراهام بيل Alexander Graham Bell . وحيث ان البيل يمثل نسبة قدرة عالية لذا فقد استعيض عنها بوحدة أخرى مساوية لـ $\frac{1}{10}$ منها تدعى بالديسبيل decibel او اختصارا بـ dB وعليه فان

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{P_0}{P_{1n}} \right) \qquad \dots (52)$$

فاذا كانت $P_0 = 200$ واط و $P_i = 2$ واط فان الكسب في القدرة يكون مساويا لـ 100 او 20 dB .

والى جانب ماذكر اعلاه فان الكسب في الفولتية وكذلك الكسب في التيار يمكن التعبير عنهما بالـ dB أيضا بشرط ان الفولتية الخارجة والداخلة يظهران عبر مقاومتين

متساويتين وكذلك التيار الداخل والخارج يمران في مقاومتين متساويتين . عندئذ يكون لدينا

$$dB = 10\log_{10}\left(\frac{P_0}{P_{1n}}\right) = 10\log_{10}\frac{V_0^2/R}{V_{in}^2/R}$$

$$= 20\log_{10}\left(\frac{V_2}{V_1}\right) \qquad \ldots (53)$$

وكذلك فان

$$dB = 10\log_{10}\left(\frac{I_0^2 R}{I_{1n}^2 R}\right) = 20\log\left(\frac{I_{0}}{I_{1n}}\right) \qquad \ldots (54)$$

فائدة أخرى نجنيها من تمثيل الكسب بالـ dB وهي انه في المكبرات المتعددة المراحل يكون الكسب الكلي لثلاث مراحل – مثلا – مساوياً لحاصل ضرب الكسب للمرحلة الاولى A_1 والثانية A_2 والثالثة A_3 . أي ان

$$A = A_1 A_2 A_3$$

بينما يعبرعن ذلك بالـ dB بجمع كسب المراحل الثلاث المستخرجة بالـ 3

مثال (4) :

مكبر جهد ذو ثلاث مراحل فاذا كان كسب المرحلة الاولى 100 والثانية 200 والثالثه 400 . فاوجد الكسب الكلي لهذا المكبر بالـ dB .

الحل :

الكسب للمرحلة الاولى بالـ dB

$$A_1 = 20\log_{10} 100$$
$$= 40\ dB$$

الـكسب للمرحلة الثانية بالـ dB

$$A_2 = 20 \log 200$$
$$= 46 \text{ dB}$$

الـكسب للمرحلة الثالثة بالـ dB

$$A_3 = 20 \log 400$$
$$= 52 \text{ dB}$$

لذا فان الـكسب الـكلي بالـ dB

$$A = 40 + 46 + 52 = 138 \text{ dB}$$

طريقة أخرى .
الـكسب الـكلي للمكبر يساوي

$$A = 100 \times 200 \times 400$$
$$= 8000000$$

الـكسب الـكلي بالـ dB

$$= 20 \log (8 \times 10^6)$$
$$= 20 \log 8 + 20 \times 6 \log 10$$
$$A = 18 + 120 = 138 \text{ dB}$$

12 – 1 ثابت الزمن Time Constant

في الشكل (٣٣) اذا سلطنا الجهد الثابت ، V ، عند غلق المفتاح ، على شبكة الـ RC المتوالية فان هذا الجهد سيكون مساويا للجهد الهابط على R والمتولد حول C .
أي أن

$$V = V_R + V_C \qquad \ldots (56)$$

او ان

$$V = IR + \frac{Q}{C} \qquad \ldots (57)$$

وعند تفاضل المعادلة اعلاه نحصل على :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dI}{dt} R + \frac{1}{c} \frac{dQ}{dt} \quad \dots (58)$$

وعند التعويض عن $\frac{dV}{dt}$ = صفرا ، على فرض ان V كمية ثابتة ، وعن $\frac{dQ}{dt}$ بـ I في المعادلة اعلاه نحصل على

$$0 = \frac{dI}{dt} R + \frac{1}{c} I \quad \dots (59)$$

او ان

$$\frac{dI}{dt} = - \frac{I}{Rc} \quad \dots (60)$$

او ان

$$\frac{dI}{I} = - \frac{dt}{Rc} \quad \dots (61)$$

وعند تكامل الطرفين نحصل على

$$\int \frac{dI}{I} = - \int \frac{dt}{Rc} \quad \dots (62)$$

$$\ln I = - \frac{t}{Rc} + A \quad \dots (63)$$

$$I = e^{A} e^{-t/Rc} = B e^{-t/Rc} \quad \dots (64)$$

حيت ان A يمثل ثابت التكامل وكذلك B هوثابت يتم استخراجه من معرفة خصائص المتسعة . حيث ان المتسعة تعد دائرة قصر بالنسبة للفولتية المسلطة عند (t = 0) . أي ان التيار المار في دائرة الـ Rc عند (t = 0) يكون مساويا لـ $\frac{V}{R}$.

عند التعويض عن t بصفر في المعادلة (64) اعلاه وعن I بـ $\frac{V}{R}$ نحصل على

$$\frac{V}{R} = Be^{\circ} = B \quad \dots (65)$$

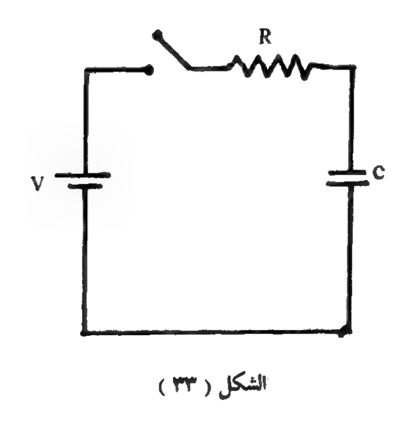
وعند التعويض عن قيمة B هذه في المعادلة (64) نحصل على

$$\boxed{I = \frac{V}{R} e^{-t/Rc}} \quad \dots (66)$$

يلاحظ من المعادلة (66) ان التيار يتناقص بصورة اسية مع الزمن – انظر الشكل (٣٤) – وعندما يكون t مساويا لـ Rc فان التيار I يصل الى $\frac{1}{e}$ من قيمته الكلية : أي $\left(\frac{I_0}{e}\right)$. يدعى Rc بثابت الزمن لدائرة الـ Rc وعليه فانه يعرف بانه الزمن اللازم لوصول التيار المار في الدائرة الى $\frac{1}{e}$ من قيمته الاصلية عند الزمن صفر (زمن فتح الدائرة) .

من جهة أخرى يمكن تعريف ثابت الزمن ايضا بدلالة الفولتية النامية على المتسعة وبالطريقة الآتية : لدينا أن

$$V_c = \frac{1}{c} \int i dt \quad \dots (67)$$



الشكل (٣٣)

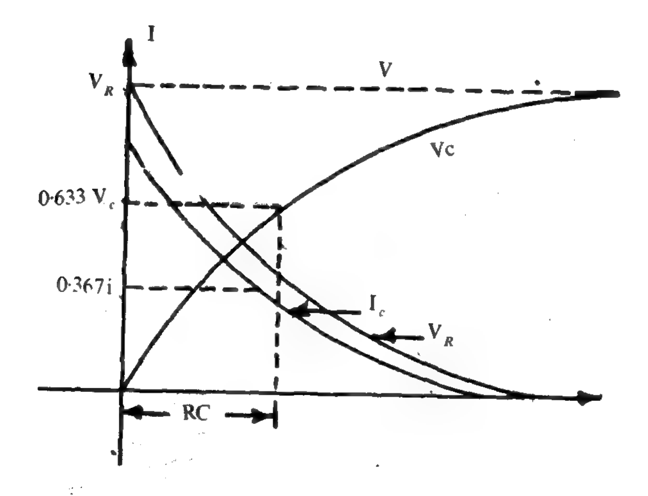
$$V_c = \frac{1}{c} \int_0^t \frac{V}{R} e^{-t/Rc} \, dt \quad \dots (68)$$

$$V_c = \frac{V}{Rc}\left\{-\frac{Rc}{R}e^{-t/Rc}\right\}_0^t \qquad \ldots (69)$$

او ان

$$V_c = \{-Ve^{-t/Rc} + A\} \qquad (70)$$

حيث يمثل A مرة اخرى ثابت التكامل ويتم استخراجه من معرفة ان المتسعة تصبح دائرة مفتوحة بالنسبة للتيار عند الزمن $t >> Rc$. في هذه الحالة يكون التيار المار في الدائرة مساويا للصفر وتصبح V_c مساوية لـ V. عند التعويض عن ذلك في المعادلة اعلاه نحصل على



الشكل (٣٤) تغير كل من فولتية المتسعة V_C وفولتية المقاومة V_R مع الزمن .

$$V = \{-Ve^{-\infty} + A\} \qquad \ldots (71)$$

او ان

$$V = A \qquad \ldots (72)$$

وعند التعويض عن قيمة $\overline{A}$ هذه في المعادلة اعلاه نحصل على

$$V_c = V\{1 - e^{-t/Rc}\} \qquad \ldots (73)$$

اما عند التعويض عن t بـ Rc في المعادلة اعلاه ، فاننا نحصل على

$$V_c = V\left\{1 - \frac{1}{e}\right\} \qquad \dots (74)$$

او ان

$$V_c = 0{\cdot}633\ V \qquad \dots (75)$$

وعليه فانه يصبح من الممكن ان نعرف ثابت الزمن بأنه « الزمن اللازم لنموفولتية المتسعة الى ٦٣٣، ٠ من قيمته عند الزمن مالانهاية » انظر الشكل (٣٤) .

بقي ان نذكر اخيراً ان ثابت الزمن لايقتصر على دوائر الـ Rc فقط وانما يشمل ايضا دوائر الـ RL، ويمكن بالطريقة نفسها التدليل على ان ثابت الزمن لدائرة الـ RL هو $\frac{L}{R}$

13 - 1 دائرتا التفاضل والتكامل The Differentiation and Integration Circuits

يقصد بدائرة التفاضل بأنها الدائرة التي تكون فيها الفولتية الخارجة متناسبة مع مشتقة الفولتية الداخلة بشرط ان يكون تغير الموجة الداخلة بطيئاً بحيث ان زمن الموجة يكون كبيراً مقارنة بثابت زمن الدائرة .

من جهة أخرى تعد دائرة التكامل هي الدائرة التي تكون فيها الفولتية الخارجة متناسبة مع تكامل الموجة الداخلة بشرط ان يكون تغير الموجة سريعا بحيث ان زمن الموجة الداخلة يكون أقل بكثير من ثابت زمن الدائرة .

دعنا الان نأخذ الدائرة في الشكل (٣٥ أ) التي تكون فيها الفولتية الداخلة $v_{in} = v_{in}(t)$ دالة للزمن والفولتية الخارجة $v_R = v_0$. لدينا من المعادلة (56) أن

$$v_{in} = v_c + v_R \qquad \dots (76)$$

وعند التفاضل نحصل على

$$\frac{dv_{1n}}{dt} = \frac{dv_c}{dt} + \frac{dv_R}{dt} \qquad \ldots (77)$$

لدينا أن

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{d}{dt}\left(\frac{q}{c}\right) = \frac{i}{c} = \frac{iR}{RC} = \frac{v_0}{\tau} \qquad \ldots (78)$$

وحيث اننا فرضنا ان تغير v_{1n} هوبطيء لذا فان $\frac{dv_0}{dt}$ سيكون أصغر بكثير من $\frac{v_0}{\tau}$ بحيث يمكن أهماله . لذا فان

$$v_0 = \tau \frac{dv_{1n}}{dt} \qquad \ldots (79)$$

تشير المعادلة (79) اعلاه ، الى ان الفولتية الخارجة تتناسب مع مشتقة الموجة الداخلة بشرط ان يكون تغير هذه الاخيرة بطيئاً وعليه فان الدائرة في الشكل (35 أ) تعرف بدائرة التفاضل . ولعل اهم ما يعنينا من هذه الدائرة هو الكيفية التي تستجيب بها هذه الدائرة للفولتية المربعة – انظر الشكل (٣٥ ب) .

دعنا الان نعود الى دائرة الـ Rc ولكن بالصيغة المبينة في الشكل (٣٦ أ) . في هذه الدائرة نجد مرة أخرى ان

$$v_{1n} = v_R + v_C$$

لدينا ان $v_R = iR$ وان $i = c\frac{dv_0}{dt}$ لذا فان v_R تصبح مساوية لـ

$$v_R = RC\frac{dv_0}{dt} \qquad \ldots (80)$$

وعند التعويض عن v_R هذه في معادلة الدائرة الاصلية نحصل على

$$v_0 + RC\frac{dv_0}{dt} = v_{1n} \qquad \ldots (81)$$

أو أن

$$\frac{v_0}{\tau} + \frac{dv_0}{dt} = \frac{v_{1n}}{\tau} \quad \ldots (82)$$

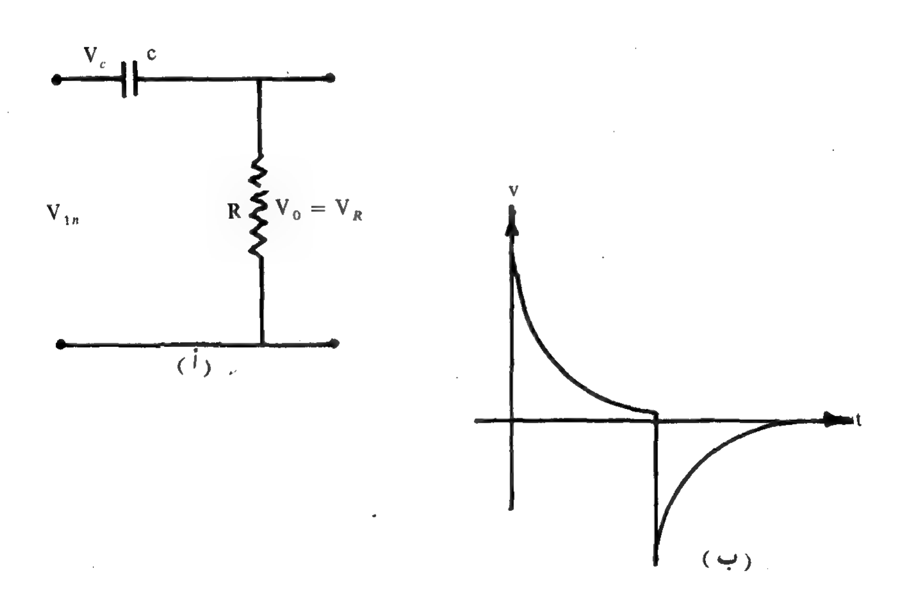
وحيث ان تغير الموجة الداخلة هو سريع لذا فان $\frac{dv_0}{dt}$ يكون اكبر بكثير من $\frac{v_0}{\tau}$ وعليه فان المعادلة 82 . تختصر الى

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{v_i}{\tau} \quad \ldots (83)$$

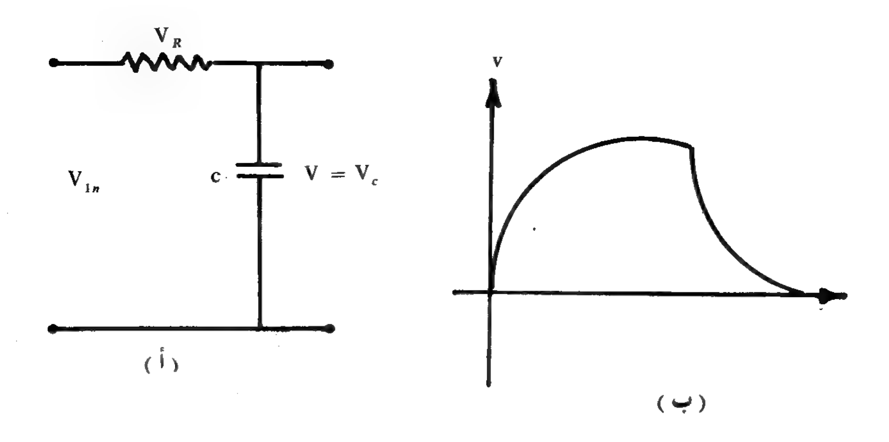
او أن

$$v_0 = \frac{1}{\tau} \int v_i \, dt \quad \ldots (84)$$

أي بمعنى ان الفولتية الخارجة تكون متناسبة مع تكامل الموجة الداخلة بشرط ان تغير هذه الموجة يكون سريعا . مرة أخرى تكون استجابة هذه الدائرة لفولتية المربعة كما في الشكل (٣٦ ب) .



الشكل (٣٥) دائرة التفاضل .



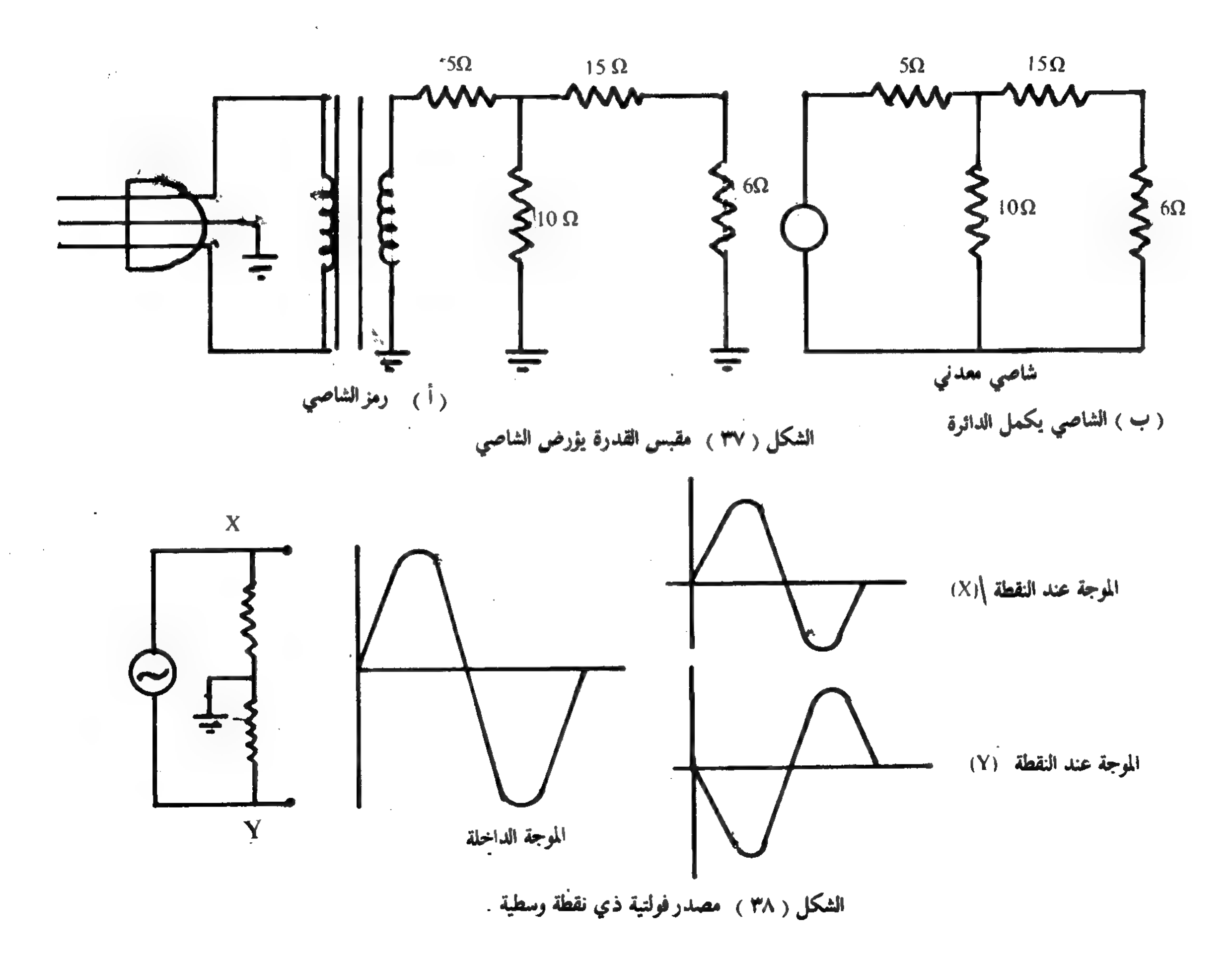
الشكل (٣٦) دائرة التكامل .

14 - 1 الارضي والشاصي Ground and Chassis

في مقبس القدرة للاجهزة الكهربائية ، عادة مانجد طرفاً ثالثاً - انظر الشكل (37) . وعند ربط المقبس مع تأسيسات التيار المتناوب يؤرض (grounded) هـذا الطرف الثالث (يوضع في تماس مع الارض) وبالتالي فان جسم الجهاز (القاعدة المعدنية) يوضع في تماس مع الارض ، اي يكون للجهاز ارضية (ground) .

من جهة ثانية فان ربط الجهاز الى مصدر القدرة من غير تاريض الطرف الثالث ، من مقبس القدرة ، سيجعل من القاعدة المعدنية للجهاز ممراً موصلا للتيار شأنها شأن اي سلك موصل - انظر الشكل (37) . في هذه الحالة يطلق على قاعدة الجهاز المعدنية بالشاصي (chassis) ويعد الشاصي كله في التطبيقات العملية نقطةً متساوية الجهد (equipotentialpoint)

على اية حال يعد وجود الشاصي في الاجهزة الالكترونية مفيداً في بعض التطبيقات فعلى سبيل المثال ، في الدائرة - الشكل (38) يمكن الحصول على موجتين متعاكستين في الطور ومتساويتين في المقدار (عدا أن حجم أي من الموجتين عند النقطة X او Y تساوي نصف حجم الموجة الداخلة) عند عدم ربط الطرف الثالث من مقبس القدرة الخاص بالجهاز الى الارضية .

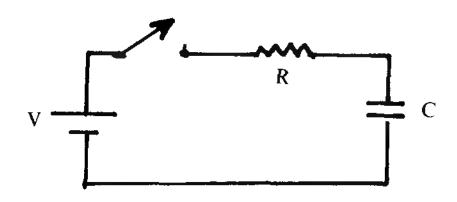


الشكل (٣٧) مقبس القدرة يؤرض الشاصي

الشكل (٣٨) مصدر فولتية ذي نقطة وسطية .

اسئلة ومسائل

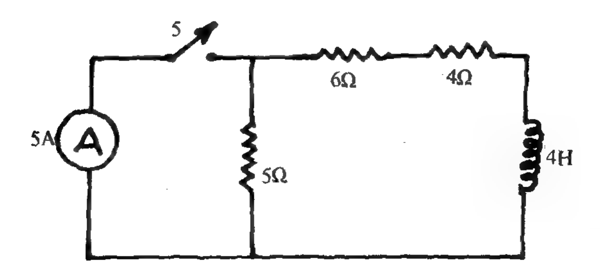
1) مامدى ارتباط علم الالكترونيات بالعلوم الاخرى . وضح ذلك ثم بين اي العلوم اكثر التصاقا بهذا العلم ؟
2) عرف علم الالكترونيات ثم بين ما دوره في الحياة العامة . اضرب امثلة على ذلك
3) عرف المصطلحات الاتية : التقويم ، والتكبير ، والتوليد ، والتذبذب .
4) ما التيار المتناوب وما القيمة الفعالة للتيار ؟
5) ما التيار المستمر وما معدل القيمة للتيار ؟
6) ماالفرق بين القوة الدافعة الكهربائية وفرق الجهد ؟
(7) عرف القدرة وأكتب معادلتها العامة ثم ارسم القدرة المتناوبة في كل من
أ دائرة مقاوم ب - دائرة سعوية ج - دائرة حثية
8) بين ماالفرق بين المقاومية والمقاومة .
9) ماالمقصود بدائرة قصر ودائرة مفتوحة ؟
10) اذكر اهم الاسباب الكامنة وراء امتلاك المواد خاصية المقاومة للتيار ثم بين طبقا لذلك لماذا تزداد مقاومة المواد الفلزية مع ارتفاع درجة الحرارة ؟
11) ارسم الدائرة المكافئة للمقاومة عند الترددات :-
أ - 10 KHZ ب - IMHZ ج - 100 MHZ
12) ماالمتسعة ؟ وماالعوامل التي تؤثر على سعة المتسعة ؟ اشرح من وجهة النظر الذرية كيف يعمل الوسط العازل على زيادة سعة المتسعة
13) دلل بطريقتين على الاقل على ان المتسعة تعد دائرة مفتوحة بالنسبة للتيار المستمر
14) ماالمقصود بالعنصر الفعال والعنصر غير الفعال ؟ هل تعد المتسعة عنصراً فعالاً ؟ ولماذا ؟
15) ماالمقصود بالعنصر الخطي ؟ وضح ذلك
16) عدد أهم انواع المتسعات ومجالات استعمالاتها .
17) في الدائرة ادناه اذا تم غلق المفتاح عند الزمن $t = 0$ فما هوشكل الفولتية والتيار . اشرح ذلك معتمدا على خصائص المتسعة .



18) عرف الرادة الحثية واشرح سبب وجودها .
19) اذكر نص قانوني كيرشوف
20) ماالمقصود بمصدر تيار ثابت ؟ اذكر أهم خصائصه .
21) ماالمقصود بمصدر فولتية ثابتة ؟ اذكر أهم خصائصه .
22) اذكر شرط الانتقال الاقصى للقدرة في حالة دوائر الـ d.c والـ a.c . ثم برهن على صحة ماتقول .
24) ماالمقصود بعملية تحليل الدوائر الكهربائية
25) اذكر نص كل من : أ – نظرية التركيب ب – نظرية ثفتنن ج – نظرية نورتن
26) ربطت فولتية مقدارها 20 V الى مقاومة 5 Ω كما هي (أ) القدرة المستهلكة في المقاومة ب) كم يجب ان تصبح المقاومة لرفع القدرة الى الضعف .

27) اذا كان التيار (i) يساوي $i = 0{\cdot}8 \cos 200\,\pi t$ فاحسب (أ) القيمة القصوى والدنيا للتيار (ب) مقدار الشحنة التي تدخل دائرة ما بسبب مرور هذا التيار بين $t = 2{\cdot}5$ ms و $t = 7{\cdot}5$ ms.

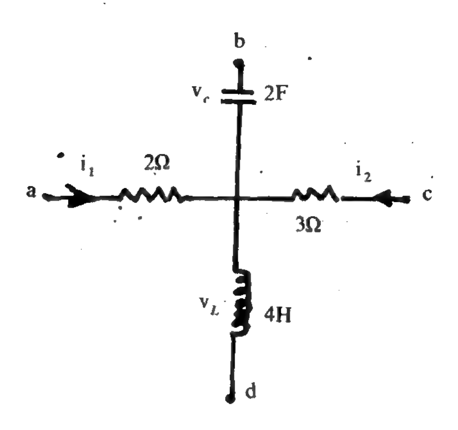
28) اذا كان التيار الذي يسري في المحث هو $i = 5 \sin 10t$ A وكان $L = zH$.
ما اول لحظة زمنية بعد $t = 0$ حينما تكون القدرة الداخلة للمحث (أ) 100 W+ (ب) 100 W –
29) الفولتية عبر محث ذي 0·1 H تساوي التيار خلاله على امتداد الزمن. فاذا كان $i = 1$A عند $t = 0$. اوجد $i(t)$.
30) في الدائرة ادناه اذا تم غلق المفتاح (s) في اللحظة $t = 0$. احسب قيمة التيار في المقاومة 6Ω بعد مرور 10 ثوان



31) متسعة كانت مشحونة مبدئياً بـ 40V ثم فرغت خلال دائرة بثابت زمن مقداره 2ms فاوجد (أ) معدل تغير فولتية المتسعة في لحظة بدء التفريغ (ب) المعدل بعد

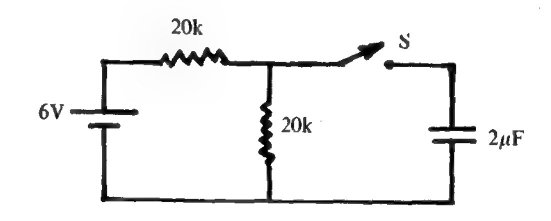
مرور 1ms من ذلك (ج) الطاقة المخزونة المتبقية بعد 3ms من بدء التفريغ ؟

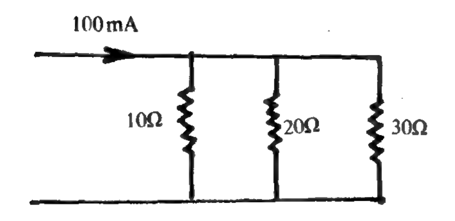
32) في الشكل ادناه اذا كان $i_1 = 5A$, $i_2 = 10 \cos t A$ و $v_c = 5 \sin t V$ جد



(أ) i_L و v_L (ب) v_{ac} ، v_{ab} ، v_{cd}

33) اذا كانت فولتية المتسعة الابتدائية $V_c = 5V$ فما هو $V(t)$ بعد غلـق المفتـاح

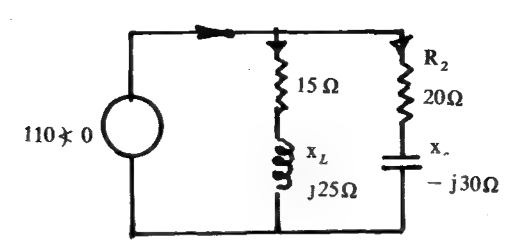




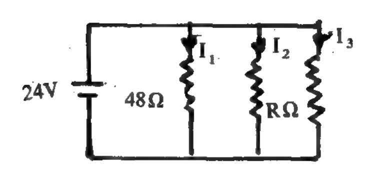
34) ما قيمة التيار المار في R_1 في الدائرة ادناه .

35) معادلة تيار ذي موجة جيبية $i = 0{\cdot}02 \sin(377t + 1s^{-1})$. فارسم شكـل الموجة ثم اوجد (أ) القيمة $i_{r\cdot m\cdot s}$ لهذا التيار (ب) معدل القيمة للتيار (ج) القيمة اللحظية للتيار (د) تردد التيار عندما تكون $t = 1ms$.

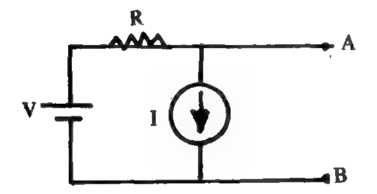
36) في الدائرة المبينة ادناه هل يتقدم التيار ام يتأخر عن جهد المولد جد؟ i_1 , i_2 و



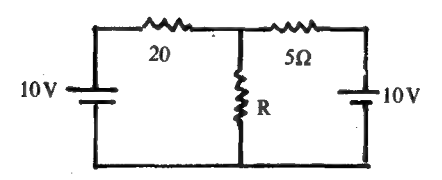
37) في الدائرة ادناه احسب كل من I_1 , I_2 و I_3 و



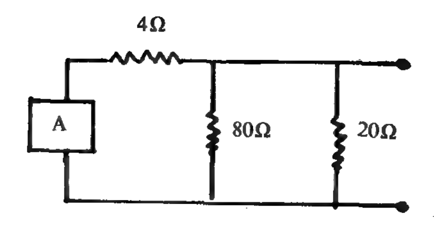
38) اوجد مكافيء ثفتنن للدائرة المبينة أدناه



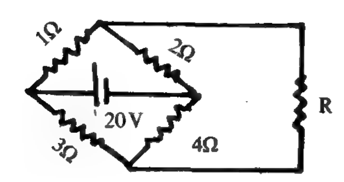
39) اوجد قيمة R التي تستلم اكبر قدرة في الدائرة ادناه ثم احسب قيمة هــذه القدرة



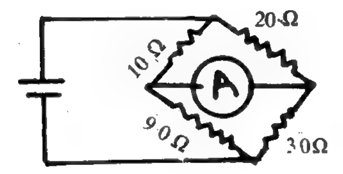
40) اوجد مكافيء ثفتنن ونورتن للدائرة المبينة ادناه اذا كان العنصر A (أ) مصـدر تيار 5A (ب) فولتية 50 موجبة



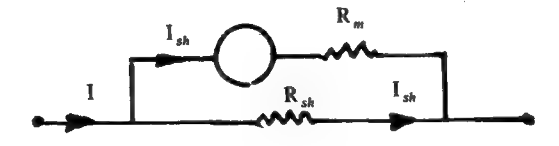
41) اوجد اقصى قدرة يمكن ان تجهز الى المقاوم R في الدائرة ادناه



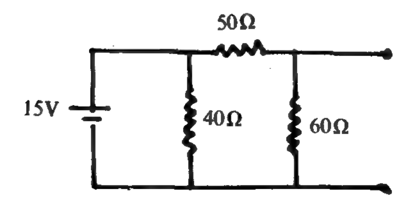
42) في الدائرة ادناه اذا كانت مقاومة الاميتر 9Ω فاحسب V_{ab}



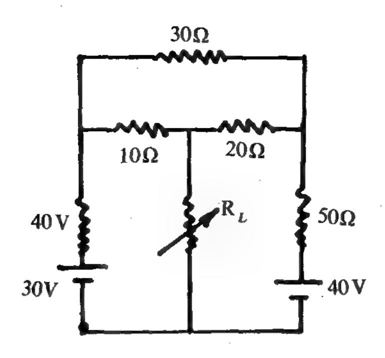
43) جد المعادلة لايجاد مقاومة التوازي بدلالة I , R_m , I_m في الدائرة ادنـــاه .



44) جد مكافيء نورتن للدائرة المبينة في الشكل ادناه



45) ماقيمة المقاومة R_L حتى تستقبل اقصى كمية من القدرة . ماقيمة هذه القدرة



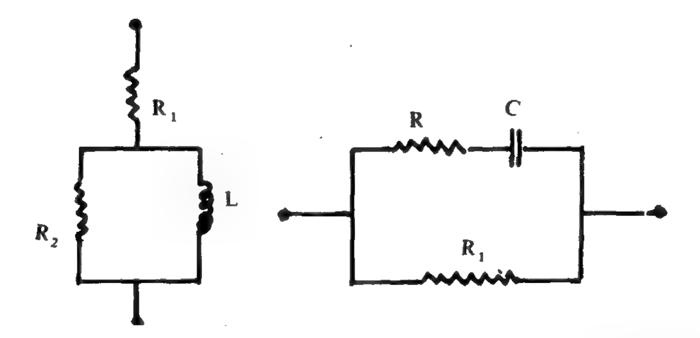
46) اشرح مع ضرب الامثلة فائدة متسلسلة فورير

47) برهن على ان القيمة الفعالة المعطاة بوساطة متسلسلة فورير هي

$$v_{eff} = \sqrt{v_0^2 + v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \dots}$$

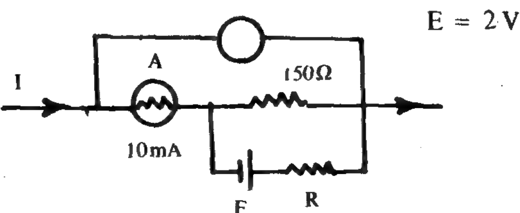
حيث تمثل v_o . تمثل مركبة الـ d.c اهم القيمة الفعالة لـكل v_3, v_2, v_1 من المركبة الاساس والمركبة التوافقية الثانية ... الخ .

48) لماذا هو مفيد ثابت الزمن ؟ احسب ثابت الزمن لـكل من الدائرتين الاتيتين

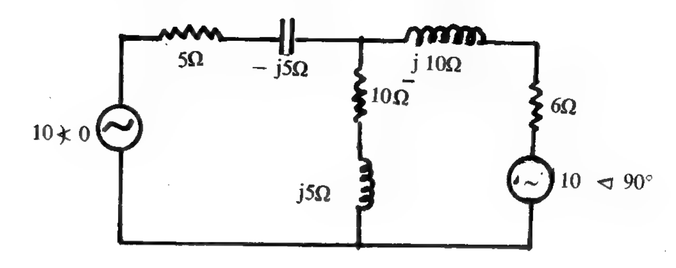


49) في الدائرة ادناه اذا كانت قراءة الفولتميتر تساوي صفرا فاحسب

أ) قيمة I ب) قيمة واتجاه التيار المار في المقاومة 150Ω جـ) قيمة R اذا كانت E = 2 V



50) استخدم مكافىء ثفتنن ونورتن لايجاد قيمة التيار المار في المقاومة 5Ω في الدائرة الآتية :



51) اشرح بالتفصيل (من غيرمعادلات) عمل كل من دائرتي التفاضل والتكامل على فرض ان الموجة الداخلة هي موجة مربعة .

52) ماالفرق بين الارضي والشاصي .

الفصل الثاني

الانبعاث الالكتروني

Electronic Emission

2 - 1 المقدمة

وفقا للنظرية الحديثة في التوصيل الالكتروني ، التي كان اول من ابتدعها سمرفيلد – فان لألكترونات التوصيل مدى واسعاً من قيم الطاقة داخل المعدن ويبين الشكل ، (1) مخططا لكيفية توزيع الطاقة على الكترونات التوصيل وهو يعتمد على نظرية احصائية توصل اليها فيرمي Fermi وديراك Dirac ويمثل المحور الشاقولي في الشكل (1) عدد الكترونات التوصيل الموجودة ضمن مدى معين من الطاقة بينما يمثل المحور الافقي طاقة هذه الالكترونات كذلك تتنبأ هذه النظرية بوجود حد أعلى محدد لطاقة الكترونات التوصيل عند درجة حرارة $0K^{\circ}$ تسمى طاقة فيرمي (E_F) ويمكن حسابها من المعادلة :

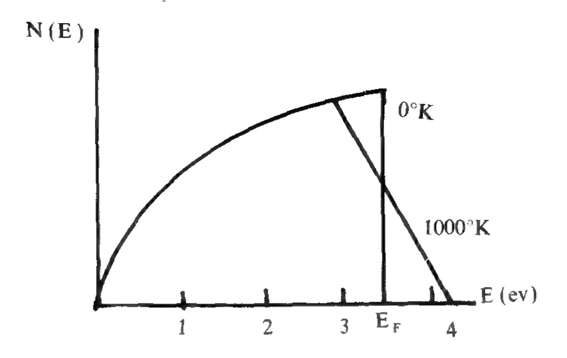
$$E_F = \frac{h^2}{8m} \left(\frac{3n}{\pi} \right)^{\frac{2}{3}} \qquad \dots (1)$$

حيث يمثل m كتلة الالكترون و n, عدد الكترونات التوصيل الحرة في وحدة الحجم .

وعلى وفق مامر عند النظر الى الشكل (1) يمكن تفسيره بالآتي :

1- يمثل هذا الشكل مخططاً لطاقة الالكترونات عند سطح الموصل في درجة حرارة 0 K وفي درجة حرارة (1000 K) .

2- عند درجة حرارة الصفر المطلق يمكن لطاقة الالكترونات في الموصل ان تأخذ اية قيمة تتراوح بين الصفر و E_F ولاتتعداها ولكل موصل منها طاقة E_F الخاصة به .



الشكل (١) منحنى توزيع الطاقة لالـكترونات التوصيل الحرة .

في درجة الحرارة (1000°K) يمكن اعتبار توزيع الطاقة على الالـكترونات الموجودة في الموصل مساوياً تقريبا لتوزيعها في درجة الصفر المطلق ولـكن يسبب من زيادة طاقتها الحرارية فان الطاقة القصوى لهذه الالـكترونات يمكن ان تكون اكبر من E_F – انظر المنحنى عند (1000°K) من الشكل .

يتضح لنا مما تقدم ان الالـكترونات تتوزع في مستويات للطاقة وانه عند رفع درجة حرارة المعدن فان هذه الالـكترونات تتهيج – وبخاصة تلك الالـكترونات التي تكون طاقتها مساوية لطاقة فيرمي E_F – فترتفع الى مستويات ذات طاقات اعلى وبالتالي فانه يصبح من المناسب القول بأن الالـكترونات ذات الطاقات الواطئة (اقل من E_F) تكون مرتبطة الى نويات ذراتها وبذلك تمثل الالـكترونات التي تتوزع في المستويات القريبة من النواة . من جهة أخرى تمثل الالـكترونات ذات الطاقة المساوية لطاقة فيرمي ، الالـكترونات التكافؤية .

على اية حال ، عند درجة الحرارة الاعتيادية (درجة حرارة الغرفة 300K) فان الطاقة الحرارية في الموصل ستكون قادرة على اكساب الـكترونات التكافؤ الطاقة الـكافية لـكسر ارتباطها بالذرات ومن ثم تصبح هذه الالـكترونات قادرة على التحرك ولـكن بصورة عشوائية ، وتعرف عندئذ بالالـكترونات الحرة free electrons . واذا ماسلط مجال كهربائي على الموصل فان هذه الالـكترونات الحرة سوف تتحرك في الموصل محدثة بذلك تياراً كهربائياً .

تعتمد معظم الاجهزة الالـكترونية المفرغة في عملها على حركة الالـكترونات في الفراغ evacuated space وهذا السبب فانه يلزم التعرف على طرق انبعاث هـذه الالـكترونات من سطوح المعادن . الا انه مطلوب منا قبل هذا ، التعرف على اما هية هذه العملية والشروط الواجب توافرها لحصول عملية الانبعاث هذه .

2 - 2 الانبعاث الالـكتروني Electronic Emission

تعرف عملية تحرر الالـكترونات من سطـوح المـواد عنـد اكسابها الطاقة اللازمـة بالانبعاث الالـكتروني هذا وان المواد المستخدمة لهذا الغرض عادة ماتكون المعادن وذلك لامتلاكها العدد الـكافي من الالـكترونات الحرة .

على أية حال ، هذه الالـكترونات هي حرة في الانتقال من ذرة الى أخرى داخل المعدن ولـكنها غير قادرة على ترك سطوح هذه المعادن وذلك لان هذه الالـكترونات تكون معرضة الى قوة جذب من قبل القوى التي تقع تحتها مما تعمل على سحبها ثانية الى داخل المعدن . اي بعبارة أخرى ، يعمل سطح المعدن على منع الالـكترونات من مغادرة السطح مكونا مايسمى بالسطح الحاجز surface barrier

الان اذا مااكتسب الالـكترون طاقة معينة من مصدر خارجي بحيث تكفي للتغلب على السطح الحاجز فان الالـكترون يصبح عندئذ قادراً على عبور سطح المعدن وتدعى الطاقة الاضافية حينذاك بدالة الشغل لذلك المعدن ويرمزلها بـ ϕ .

لنفرض الان ان فوتونا طاقته hf سقط على سطح المعدن وسبب انبعاث الكترون وأن الشكل (2) يمثل مخططا لطاقة الالـكترونات اقرب سطح الموصل بحيث ان E_s تمثل الطاقة اللازمة لتحرير الالـكترون من اوطأ مستوى للطاقة E_i ، والتي يمكن ان تأخذ قيما تتراوح بين الصفر و E_F . عندئذ فان الطاقة الحركية E_k لهذا الالـكترون المنبعث ستكون مساوية لـ

$$E_k = hf - (E_s - E_i) \qquad \dots (2)$$

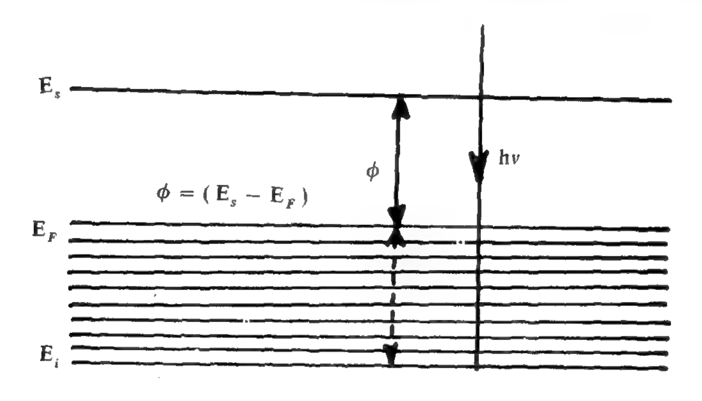
وعندما تكون E_i مساوية لـ E_F فان الالـكترونات سوف تنبعث بطاقة حركية قصوى مقدارها $E_{k(max)}$ اي ان

$$E_{k(max)} = hf - (E_s - E_f) \qquad \ldots (3)$$

ومن هنا يتبين لنا ان دالة الشغل ϕ تكون مساوية لـ

$$\phi = E_s - E_F \qquad \ldots (4)$$

هذا وتبلغ قيمة ϕ بضعة الكترون فولت لمعظم الموصلات وهي تساوي دالة الشغل للانبعاث الحراري لتلك المعادن وتعتمد على طبيعة المعدن وعلى نسبة الشوائب فيه وعلى حالة سطوحها . ومن الجدير بالذكر ان المعادن ذات دالة الشغل الواطئة تكون مرغوبة لانها لاتحتاج الا الى مقدار قليل من الطاقة لبعث الالكترونات .



الشكل (٢) مستويات الطاقة في الموصلات .

3 - 2 الانبعاث الكهروضوئي : Photoelectric Effect

ان انبعاث الالكترونات من سطوح المعادن عند سقوط الضوء عليها يدعى بالانبعاث الكهروضوئي . انظر الشكل (3) . ان اول من اكتشف هذه الظاهرة هو العالم الالماني هرتز (١٨٨٧) الذي لاحظ أن حدوث الشرارة الكهربائية بين كرتين مشحونتين يكون أيسر وأسهل عند أضاءة الفجوة بين الكرتين بالضوء فوق البنفسجي .

منذ ذلك الحين اجريت سلسلة من التجارب أوضحت ان الالكترونات تنبعث من سطوح المعادن عند سقوط الضوء عليها بتردد عال نسبيا (يصح هذا على جميع المعادن ماعدا تلك المعادن القلوية التي تحتاج الى ضوء في المنطقة فوق البنفسجية) . والحقيقة هي

ان وجود الظاهرة الـكهروضوئية ليس مدهشا ، اذ ان الضوء يحمل طاقة وان جزءاً من الطاقة الممتصة من قبل المعدن يمكن ان تتركز بطريقة ما في الالـكترونات .

ان احدى الصفات التي حيرت مكتشفيها هي ان توزيع طاقة الالـكترونات المنبعثة (أي الالـكترونات الضوئية) لايعتمد على شدة الضوء ، اذ ان حزمة ضوء قوية تولد عدداً اكبر من الالـكترونات الضوئية مما تولده حزمة ضوء ضعيفة بنفس التردد ، الا ان معدل طاقة الالـكترونات المنبعثة هو واحد في كلتا الحالتين . كذلك لوحظ عدم وجود فاصل زمني بين سقوط الضوء على سطح المعدن وانبعاث الالـكترونات الضوئية .

هذه النتائج لم يكن بالامكان تفسيرها على اساس النظرية الـكهرومغناطيسية للضوء الا ان اينشتاين Einstein استطاع عام ١٩٠٢ تفسير الظاهرة الـكهروضوئية اعتماداً على مفهوم الـكم او الفوتون الذي استخدمه بلانك عام ١٩٠٠ . وكان تفسير أينشتاين هو ان طاقة الفوتون (hf) تعطى باجمعها الى أحد الـكترونات المعدن . فاذا كانت الطاقة اللازمة لتحرير الـكترون واحد من سطح المعدن هي W ، فان الطاقة الحركية للالـكترون المنبعث من السطح تكون (راجع المعادلة (2)) مساوية لـ

$$\frac{1}{2} mv^2 = hf - w \qquad \ldots (5)$$

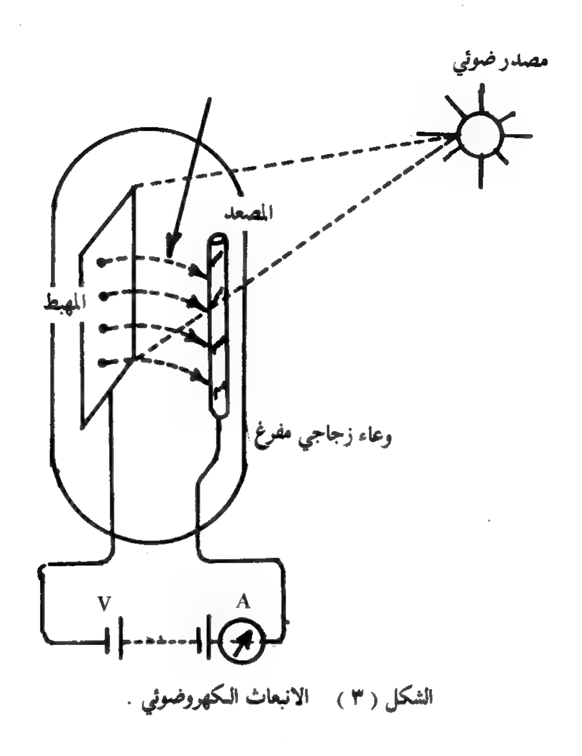
علما بان الالـكترونات لاتحتاج جميعها الى نفس الطاقة W لـكي تترك سطح المعدن ، فاذا كانت W_F (وتساوي ϕ) تمثل اقل طاقة يحتاجها الالـكترون لـكي يتحرر من المعدن فان أدنى حد لتردد الضوء ، الذي لايتم دونه انبعاث الالـكترونات ، يكون مساويا لـ

$$f_{th} = \frac{W_F}{h} \qquad \ldots (6)$$

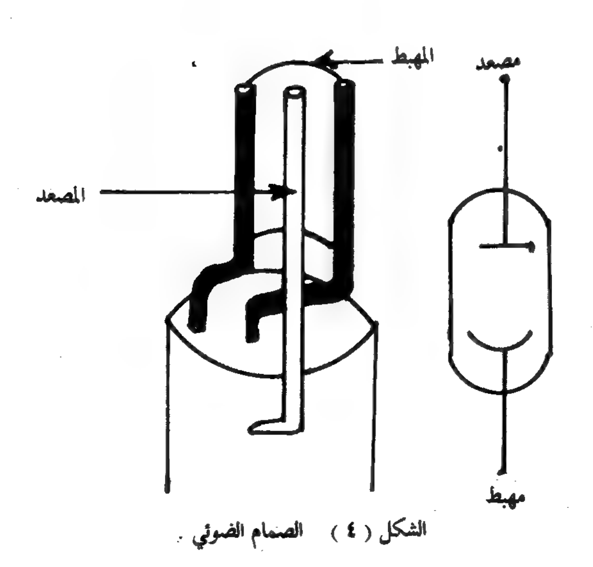
حيث يدعى f_{th} بتردد العتبة threshold frequency

تستخدم ظاهرة الإنبعاث الـكهروضوئي في عمل الصمامات الضوئية ، ويتركب الصمام الضوئي كما في الشكل (4) ، من مهبط ذي مساحة كبيرة وعلى هيئة نصف اسطوانة مغطاة بمادة حساسة للضوء مثل اوكسيد السينريوم او الثريوم ، اما المصعد فعبارة عن انبوب رفيع موضوع في نفس مستوى المهبط ، ولـكنه مثبت بالطريقة التي يسمح بها

بسقوط اكبر كمية من الضوء على المهبط . يحتوي كل من المهبط والمصعد غلافاً زجاجيا مفرغاً من الهواء – انظر الشكل (4) .



الشكل (٣) الانبعاث الكهروضوئي .



الشكل (٤) الصمام الضوئي .

4 - 2 الانبعاث الثانوي : Secondary Emission

يقصد بالانبعاث الثانوي انبعاث الالكترونات من سطوح المعادن بعد قصفهـا بالـكترونات سريعـة اوبأجسام أخـرى ذات طاقـات عاليـة نسبيـا . فعنـدما تصطدم الالـكترونات ذات السرع العالية ، بسطوح المعادن فأنها تنقل بعض اوكل طاقتها الى الـكترونات ذلك المعدن ولايختلف الأمر هنا عما هوعليه في الظاهرة الـكهروضوئية . فاذاكانت الطاقة المنقولة كافية ومساوية لدالة الشغل للمعدن اوأكبرفان الالـكترونات سوف تهرب من سطوح هذه المعادن . هذا النوع من انبعاث الالـكترونات يدعى بالانبعاث الثانوي للالـكترونات ذلك لانه كان يسبب القصف الالـكتروني . تدعى الالـكترونات القاصفة عادة بالالـكترونات الاولية اما الناتجة فتدعى بالالـكترونات الثانوية .

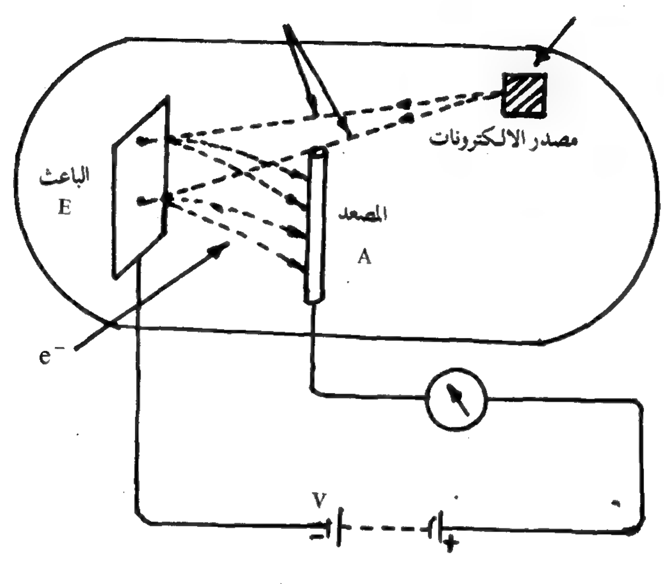
ان شدة الالـكترونات الثانوية المنبعثة تعتمد عادة على مادة السطح الباعث وطاقة الجسيمات القاصفة .

ان الاساس الذي يعمل بموجبه الانبعاث الالـكتروني يوضحه الشكل (٥) ، حيث نلاحظ وعاءً زجاجياً مفرغاً من الهواء يحوي السطح الباعث E والمصعد A وكذلك مصدر الالـكترونات الاولية S . يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة الى السطح الباعث ويتم ذلك عن طريق ربط المصعد بالقطب الموجب من مصدرالجهد الخارجي . عندما تصطدم الالـكترونات الاولية بالسطح الباعث E فأنها تقوم باطلاق الالـكترونات الثانوية التي يجتذبها المصعد مسببة بذلك سريان التيارفي دائرة المصعد . يمكن قياس هذا التياربواسطة ربط كالفانوميترحساس G في هذه الدائرة – انظر الشكل (5) .

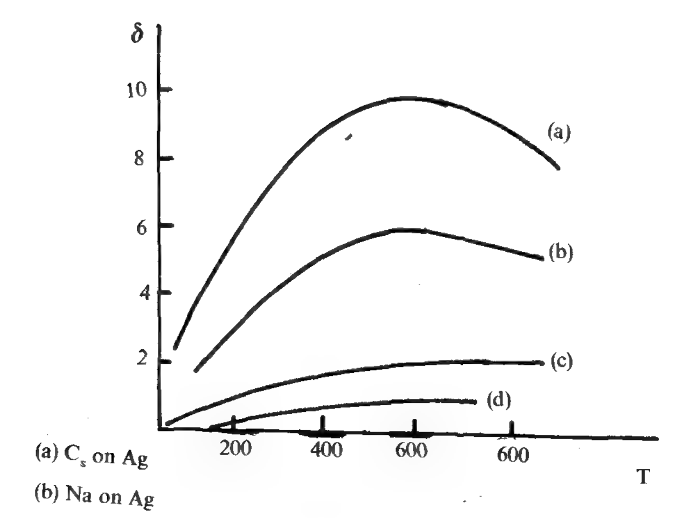
على الرغم من ان وجود ظاهرة الانبعاث الثانوي للالـكترونات غيرمرغوب فيه في العديد من الاجهزة الالـكترونية ، كما سنرى لاحقا ان هذه الظاهرة تحد كثيراً مـن استعمالات الصمام الرباعي – الا ان هذه الظاهرة تعد في بعض الاحيان اساس عمل بعضها الآخرمثال ذلك انابيب مضاعفة الالـكترونات او انبوبة الاشعة المهبطية في جهاز راسم الذبذبات .

على اية حال تعرف النسبة بين معدل عدد الالـكترونات الثانوية المنبعثة الى عدد الالـكترونات الاولية ، التي تضرب السطح في وحدة الزمن بمعامل الانبعاث الثانوي ويرمزلها بـ δ . في بعض السطوح تأخذ δ قيما عالية وتصل الى حد 10 – انظرالشكل

(6) الذي يوضح هذه النسبة لبعض المعادن ويلاحظ عليه ان أعلى قيمة لـ δ تصـل عندما تكون طاقة الالـكترون الاولية في حدود 400 - 600 الـكترون فولت حيث ان الالـكترونات تكون قادرة ، عند هذه الطاقة ، على اختراق المواد الى عمق 100 قطـر ذري .



الشكل (٥) الانبعاث الثانوي .



الشكل (٦)

2.5 الانبعاث الايوني الحراري للالكترونات Theremoiomc Emission

كان معروفا منذ زمن طويل بأن وجود جسم حار جداً يزيد من قابلية التوصيل الكهربائي للهواء الحار المجاور . وفي نهاية القرن التاسع عشر اكتشف بأن سبب هذه الظاهرة هو انبعاث الالكترونات من هذا الجسم الحار . ان ظاهرة الانبعاث الحراري للالكترونات هي أساس عمل أجهزة كثيرة كالصمام الثنائي المفرغ والثلاثي المفرغ وانبوبة الاشعة المهبطية في التلفزيون وغيرها .... ان الالكترونات المنبعثة تكتسب طاقتها من الطاقة الحرارية لجسيمات المعدن ولكن علينا ان نتوقع بأن الالكترونات يجب ان تمتلك طاقة اعلى من قيمة دنيا لكي تهرب من سطح المعدن . ان هذه القيمة الدنيا للطاقة قد تم قياسها لعدد من المعادن ووجد ان قيمتها قريبة دائما من دالة الشغل للمعدن الباعث . وبهذا فان عدد الالكترونات المنبعثة خلال عملية الانبعاث الحراري تعتمد على نوعية المادة التي صنع منها الباعث وكذلك على درجة حرارته .

على العموم فان عدد الالكترونات تزداد بزيادة درجة حرارة الباعث . وللحصول على كفاءة عالية في بعث الالكترونات فانه يكون من الضروري استخدام مادة ذات درجة انصهار عالية او استخدام مواد تبعث عدداً كبيراً من الالكترونات عند درجات حرارية واطئة نسبيا .

على اية حال ، ان شدة الالكترونات المنبعثة تزداد كثيراً عند رفع درجة حرارة الباعث وان كثافة التيار الناتج تكون بالصيغة الآتية :

$$J = AT^2 e^{-b/T} \quad amp/m^2 \qquad \dots (7)$$

تعرف المعادلة اعلاه بمعادلة ريشارد – دشمان حيث ان

كثافة التيار المنبعث $J =$

درجة حرارة الباعث المطلقة $T =$

ثابت يعتمد على نوع الباعث ويقاس بـ $A = amp/m^2/k^{\circ 2}$

$\frac{\phi e}{k} =$ ثابت الباعث $b =$

حيث تمثل e شحنة الالكترون $(1.602 \times 10^{-19}\ col)$ و K ثابت بولتزمان $(1.38 \times 10^{-23}\ J/K^{\circ})$

$$b = \frac{\phi \times 1.602 \times 10^{-19}}{1.38 \times 10^{-23}} = 11\,600\,\phi\, k^{\circ} \qquad \dots (8)$$

وبالتعويض عن قيمة b في المعادلة (7) نحصل على

$$J = AT^2 e^{-11600\phi/T} \quad \ldots (9)$$

واضح من المعادلة اعلاه ان كثافة التيار (او الانبعاث الالكتروني) يتأثر بتغير درجة الحرارة . فبمضاعفة درجة حرارة الباعث فان شدة الالكترونات سوف تزيد بـ 10^7 مرة ، فعلى سبيل المثال ، يكون الانبعاث من التنكستن النقي حوالي 10^{-6} أمبير/ سم٢ عند درجة حرارة 2300° م ولكن عند رفع درجة حرارته الى 2900° م فان التيار يصبح 100 أمبير/ سم٢ .

6 - 2 الباعث الايوني الحراري : Thermionic Emitter

تعرف المادة التي تبعث الألكترونات بالباعث او المهبط ويسخن المهبط عادة ، عند الاستعمال ، في محيط مفرغ ذلك لأن تسخينه في الهواء الى الدرجة المطلوبة سيؤدي الى احتراقه نظراً لوجود الاوكسجين في الهواء .

هناك عدد من الخواص المهمة التي يجب ان تتوافر في الباعث وهي :

أ - دالة شغل واطئة : وذلك لأنه سوف يحتاج الى طاقة قليلة لبعث الألكترونات .

ب- درجة انصهار عالية : بما ان انبعاث الالكترونات لا يحدث الا في درجات الحرارة العالية > 1500° م لذا فانه يفضل استخدام المعادن ذات درجة حرارة الانصهار العالية ولهذا السبب لا يستعمل النحاس لكون درجة انصهاره 810° م على الرغم من ان دالة الشغل لهذا المعدن هي صغيرة .

جـ- قوة تحمل عالية وذلك لغرض تحمل الصدمات والاهتزازات والصدمات أثناء العمل ، فمن المعروف انه لا يمكن بأي حال تفريغ الأجهزة المفرغة تفريغاً تاماً ذلك لأن سطوح البواعث ، لهذه الأجهزة ، تحتوي غازات ممتصة يمكنها الانفصال في أثناء التشغيل . ان اصطدام الألكترونات المنبعثة سوف يؤين هذه الغازات وبالتالي فان الأيونات المتبقية سوف تتجه الى الباعث لتصطدم به وعليه فانها سوف تؤدي أخيراً ، ومع مرور الزمن ، الى اضعاف الباعث .

يعد عنصر التنكستن من أحسن العناصر في بعث الألكترونات حراريا وذلك لعلو

درجة حرارة انصهاره ومتانته الكهربائية مما جعله شائع الاستعمال في الصمامات والأجهزة ذات القدرات والجهود العالية التي تزيد عن 500 فولت .

فولتية العمل (V)	درجة الانصهار	حرارة التشغيل (K)	ϕ (ev)	نوع الباعث
5000	3650°	2500°	4·52	التنكستن
500 – 5000		1873	2·63	التنكستن المطعم
1000		1073	1·1	التنكستنن المطلي*

* يطلى عادة بأوكسيد الباريوم او السترتيوم .

ومع ان درجة انصهار التنكسن هي 3643°k ، الا ان درجة الحرارة التي يمكن استعمالها لاستخدامات الانبعاث الحراري هي 2500°k تقريباً وعندها يكون معدل عمر فتيلة التنكستن تحت التسخين حوالي 2000 ساعة ويقصر عمرها بصورة ملحوظة اذا ازدادت درجة الحرارة عن 2600°K .

من الأفضل عدم استخدام عنصر التنكستن النقي كباعث للالكترونات في الصمامات التي لا تتطلب جهداً عالياً وذلك لقلة كفاءة الانبعاث التي تعرف بمقدار التيار المنبعث لكل واط من القدرة المسخنة ، ذلك ان تطعيم التنكستن بمادة الثوديوم ينتج باعثاً جيداً ذا دالة شغل واطئة وكفاءة عالية كما ان هناك نوعاً ثالثاً من البواعث يعرف الباعث المطلي بالأوكسيد* ويمتاز بكفاءته العالية وعمره الطويل ويكثر استعماله في الصمامات التجارية ، كصمامات أجهزة الاستقبال (الراديو) مثلا ، والجدول ادناه ، يبين أهم خواص هذه البواعث الثلاثة :

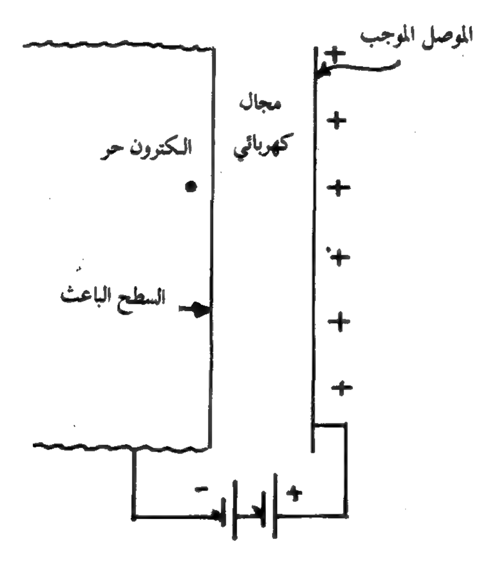
7 – 2 الانبعاث المجالي : The Field Emission

ان عملية انبعاث الألكترونات عند وجود مجال كهربائي قوي بالقرب من سطوح المعادن يعرف بالانبعاث المجالي .

عند وضع سطح معدن قريب من سطح موصل آخر ذي جهد عال موجب بالنسبة لسطح المعدن ، فان المجال الكهربائي المتولد بسبب وجود الجهد سوف يسلط قوة جذب على الألكترونات الحرة في المعدن قدرها (qE) ، حيث ان q تمثل

شحنة الألكترون و E شدة المجال الكهربائي . فاذا ماكانت القوة كبيرة الى الحد الذي تتغلب فيه على القوة الماسكة للالكترون من قبل سطح المعدن فان هذه الألكترونات الحرة سوف تغادر سطح المعدن - انظر الشكل (7) . وحيث ان شحنة الألكترون قليلة لذا فان مجالاً كهربائيا قويا جدا يجب تسليطه لاعطاء الألكترونات الطاقة اللازمة للهروب ويكون في حدود 10^6 فولت / سم .

ان انبعاث الالكترونات بوساطة تأثير المجال الكهربائي يمكن الحصول عليه عند درجات حرارية اوطأ بكثير مما يلزم في الانبعاث الحراري ، لهذا فانه يسمى في بعض الأحيان بانبعاث الباعث البارد او الانبعاث الألكتروني الذاتي .



الشكل (٧) انبعاث المجال .

اسئلة ومسائل

1) ماهو الانبعاث الألكتروني ؟ وما هي الشروط اللازم توافرها قبل أن يتمكن
2) الألكترون من الهروب من سطح المعدن ؟
3) اشرح معنى المصطلحات الآتية : دالة الشغل والحاجز السطحي .
4) عدد ثم اشرح باختصار طرق الانبعاث الألكتروني
5) قارن بين الباعث ذي التسخين المباشر والباعث ذي التسخين غير المباشر من جميع الوجوه ؟

لماذا لا يظهر الانبعاث الألكتروني عند درجة حرارة الغرفة ؟ ولماذا هو ضروري رفع درجة الحرارة لحدوث الانبعاث ؟

6) لماذا هو ضروري ان يكون التسخين لحدوث الانبعاث الألكتروني ، في الفراغ ؟
7) علل مايأتي
   أ- يتم تسخين باعث التنكستن والتنكستن المطعم ، مباشرة .
   ب- الباعث المطلي بالأكاسيد لايستخدم عند فولتية اكثر من 1000 V
8) اضيء سطح تنكستن بضوء زئبقي ذي طول موجه (254 nm ، وكانت فولتية المصعد اللازمة لمنع وصول التيار الى المصعد هي (0.55 v) اوجد
   أ) أقصى سرعة تستطيع الألكترونات اكتسابها .
   ب) دالة شغل المهبط
   ج) اقصى طول موجي يمكن استعماله لتوليد الانبعاث الضوئي .
9) اذا علمت ان تيار التشبع في فتيلة تنكستن طولها (2.54 cm) وقطرها هو 0.25 mm اوجد درجة الحرارة المعمول بها
10) باعث من التنكستن يعمل عند درجة حرارة 2400k . ماهومقدار التغير في قيمة دالة الشغل بالالكترون فولت الذي يسبب نقصان قدره 20 ٪ من تيار الانبعاث ؟
11) باعثان لهما نفس القطر ويعملان عند درجة 2400k . ماهي النسبة بين تيار الاول الى تيار الثاني اذا علمت ان دالة الشغل للمعدن الثاني تساوي 0.6 من قيمة دالة الشغل للباعث الاول وان الثابت A واحد لكليهما .
12) فتيلة من التنكستن بطول 5 وقطر 0.01 سم . اذا كانت درجة العمل الحرارية هي 2500k جد كثافة تيار الانبعاث K^{-2} A/m^2 $b = 4.517 A = 10.2 \times 10^4$.
13) احسب دالة الشغل لمعدن معين اذا كان التيار المنبعث منه في درجة 1050 k يساوي 95 mA وفي درجة حرارة 1150 k يصبح التيار 275 mA .

الفصل الثالث

الصمامات المفرغة

Vacuume Tubes

3—1 المقدمــة : —

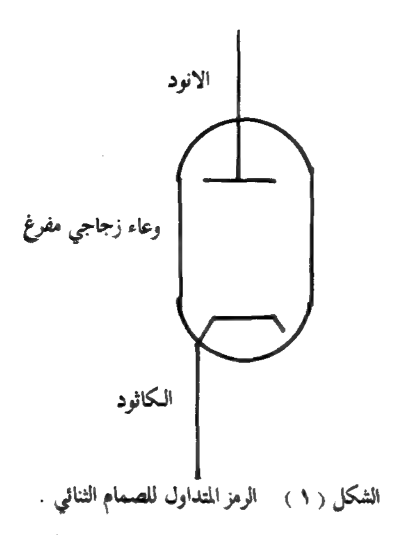
على الرغم من ان استعمال الصمامات المفرغة لم يعد شائع الاستعمال هذه الايام ، الا في الحالات الخاصة التي تتطلب قدرة عالية كأجهزة الارسال مثلا ، وذلك لكبر حجمه وزيادة تكاليف صناعته وكذلك لاحتياجه الى مصدر للتسخين ومايعنيه ذلك من الاستهلاك الكبير للقدرة الا انه مما لايقبل الشك ان اختراع الصمامات الالكترونية المفرغة كان فاتحة عصر الالكترونيات وتطوره السريع .

ان استخدامات الصمامات المفرغة كان على نحو كبير فقد وجدت هذه الاجهـزة استعمالا واسعا في الراديو والهاتف وأجهزة العرض السمعية والتلفزيون والرادار والحاسبات الالكترونية وغيرها . وبهذا فان معرفة تركيب هذه الاجهزة وطبيعة عملها ستكون مقدمة طيبة لفهم تركيب وعمل كل من الثنائي البلوري والترانزستور .

3 - 2 الصمام الثنائي المفرغ : Vacuume Diode

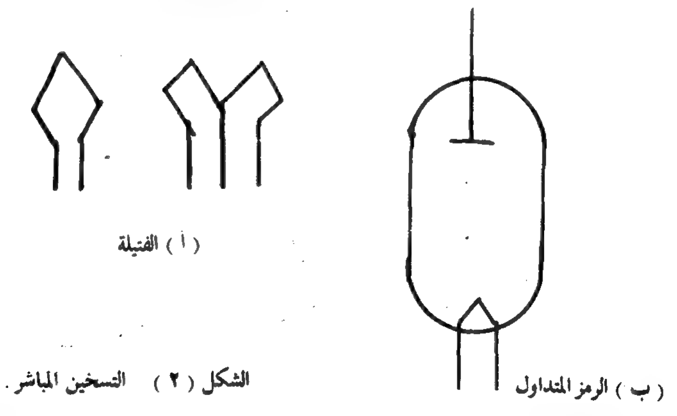
يتكون الصمام الثنائي المفرغ –كما يدل على ذلك اسمه – من قطبين معدنيين هما : المهبط او الكاثود cathode والمصعد او الانود anode يحتويهما وعاء زجاجي مفرغ تفريغا محكما – انظر الشكل (1) .

يقوم المهبط . عند تسخينه . بدور القطب الباعث للالكترونات في الصمام الثنائي المفرغ وتتم عملية تسخينه كهربائيا بطريقتين :



الشكل (١) الرمز المتداول للصمام الثنائي .

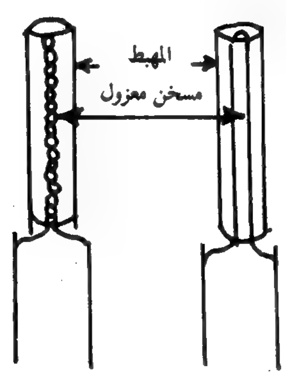
أ – طريقة التسخين المباشر :– في هذا النوع من التسخين يكون المهبط عبارة عن سلك معدني مطلي بأحد الأكاسيد ويدعى حينئذ بالفتيلة filament ويتم تسخينه من خلال ربطه مباشرة الى مصدر القدرة – انظر الشكل (2) .



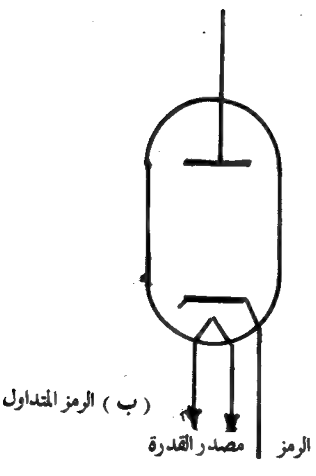
الشكل (٢) التسخين المباشر .

تمتاز طريقة التسخين المباشرة بكفاءة عالية في تحويل القدرة الحرارية الى انبعاث الكتروني لذا فأنها تستخدم عادة في صمامات القدرة التي تحتاج الى كميات كبيرة من الاشعاع وكذلك في الصمامات الصغيرة التي تشغل من البطاريات حيث الكفاءة وسرعة التشغيل هما العاملان الاكثر أهمية . من جهة أخرى فان من مساوىء التسخين المباشر هو صعوبة التسخين المباشر بوساطة التيار المتناوب اذ يسبب تشويها في تيار المصعد يدعى بالطنين (hum) .

ب – طريقة التسخين غير المباشر : – يتم في هذا النوع من التسخين ، امرار التيار خلال فتيلة (المسخن) يحيط بها المهبط الذي يكون في هذه الحالة عبارة عن صفيحة معدنية مطلية باوكسيد الباريوم او السترنتيوم – انظر الشكل (3) . يلاحظ في هذا الشكل عدم وجود اتصال كهربائي بين المسخن (الفتيلة) والمهبط . لذا فان تسخين المهبط يتم بطريقة غير مباشرة عن طريق تسخين الفتيلة . وهو بذلك يمتاز عن المهبط ذي التسخين المباشر ، ذلك أن فصل المهبط عن دائرة التسخين سوف يسمح بربط هذا المهبط الى اي جهد آخر . كذلك يمتاز هذا المهبط بكبر حجمه وبالتالي فانه يحتاج الى زمن معين لتسخينه وكذلك لتبريده وسوف لايحدث في هذه الحالة ، طنين بسبب التغير في الفولتية .



(أ) المسخن مع المهبط



(ب) الرمز المتداول

الشكل (٣) التسخين غير المباشر .

على اية حال ، فان مهابط التسخين المباشر المصنوعة من التنكستن النقي قلما تستخدم في الوقت الراهن ، لانها تعطي انبعاثا الكترونيا قليلاً في حين تتطلب درجة حرارة عالية جداً حوالي $2500k^{\circ}$. اما المهابط المنشطة فتتميز بقدرة عالية على الانبعاث ، اذ توجد في معدنها الاساس شوائب من مواد تقلل من دالة شغلها وبالتالي فانها تعمل ، وكما اسلفنا ، بدرجات حرارة تسخين اقل بكثير . كذلك انتشر استخدام المهابط الاكاسيدية وهي تصنع عادة من النيكل او التنكستن وتغطى بطبقة من اكاسيد المعادن القلوية او القلوية الارضية وتعمل عند درجة حرارة تبلغ $1000k^{\circ}$.

لكي يكون عمر المهبط طويلا فانه يلزم تفريغ الصمام من الهواء الى أقصى درجة ممكنة من التفريغ . فاذا لم يكن التفريغ جيداً فان الهواء المتبقي يساعد على تأكسد مادة المهبط فيجعلها هشة سهلة الكسر . كذلك فان التفريغ الجيد هو ضروري حتى لاتعيق جزيئات الغاز الحركة الحرة للالكترونات ، ولكي يتحقق هذا الشرط لابد ان يكون التفريغ في حدود 10^{-6} مم زئبق وأقل ، ذلك ان الالكترونات المنبعثة سوف تصطدم اثناء انتقالها من المهبط الى المصعد ، بجزيئات الغاز المتبقية وتحولها الى ايونات موجبة ، وهذه الاخيرة تصل الى المهبط . وبهذا يعيق التأين العمل العادي للصمام ، وبالتالي لايعد الصمام الذي يبقى فيه هواء صماما جيداً

على اية حال ، يصعب الحصول على تفريغ عال وذلك لان سطوح المهابط تحتوي غازات ممتصة يمكنها الانفصال في اثناء تشغيل الصمام فتسوء نوعية التفريغ . ويتم الضخ الأولي بوساطة مضخات دورانية ، وباستخدامها يمكن الحصول على خلخلة حتى 10^{-2} مم زئبق . ثم يستمر الضخ بوساطة مضخات عالية التفريغ ، من شروط عملها وجود تخلخل اولي . فضلاً عن وضع الصمام (المراد تفريغه) في مجال مغناطيسي متناوب يولد بالحث تيارات دائرية في المهبط . فتسخن هذه التيارات المعدن ، وبذلك تنفصل الغازات الممتصة وتضخ بالمضخة .

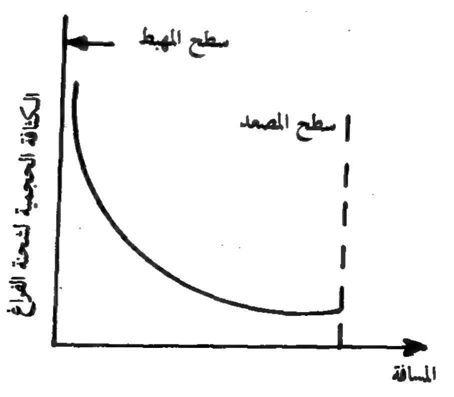
ولتحسين نوعية التفريغ توضع في الصمام قطعة من المغنسيوم او الباريوم وتسمى بالمستأصلة او الماصة . وعند تسخين الصمام بتيار الحث تتبخر المستأصلة ثم تتكثف بعد انتهاء التسخين مغطية زجاج الصمام بطبقة كالمرآة (في حالة المغنسيوم) اوبطبقة من اللون الاسود المائل الى البني (في حالة الباريوم) وتمتص هذه الطبقة المتكونة من دقائق المادة الماصة بقايا الهواء والغاز الذي يمكن ان يخرج من المهابط في اثناء التشغيل .

من جهة أخرى ، يكون المصعد عبارة عن اسطوانة مجوفة مصنوعة من النيكل اومن الصلب المغطى بالنيكل وتعمل على تجميع الالـكترونات المنبعثة من المهبط ، حيث يقوم المجال الناشيء في الفراغ بين المصعد والمهبط بتعجيل الالـكترونات المنبعثة اذا كان جهد المصعد موجبا بالنسبة للمهبط وتتحرك الالـكترونات الخارجة من المصعد ، تحت تأثيـر المجال ، متجهة نحو المصعد .

وأخيراً لابد لنا من أن نذكر ان اول مـن صنع الصمـام الثنائي المفرغ هـو الفيزيائي الانكليزي السير ج . أ . فيليمنج (J. A. Fleming (1849 – 1945) ودعـى حينذاك بصمام فيليمنج . الا ان هذا الصمام لم يكن حساسا ولم يجد الـكثير من الاستعمال ومنذ ذلك الحين ادخلت عليه تحسينات عديدة .

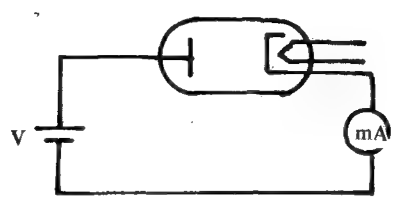
3 – 3 كيفية عمل الصمام الثنائي المفرغ :

عند تسخين المهبط بوساطة امرار التيار فيه فانه يقوم ببعث عدد كبير من الالـكترونات مؤدية الى شحـن الفراغ ، بين المهبط والمصعد ، بشحنـة سالبة تعـرف بشحنة الفـراغ (Space charge) او السحابة الالـكترونية وتكون كثافتها اكبر مايمكن بالقرب من سطح المهبط – انظر الشكل (4) – محدثة بذلك مجالا كهربائيا يعمل على ارجاع الالـكترونات الى هذا المهبط ثانية . فاذا لم يسلط جهد كهربائي موجب على المصعد ، فانه يحدث حالة من التوازن الحركي بين الالـكترونات المنبعثـة والمرتـدة ، اي ان عـدد الالـكترونات المنبعثة ، بسبب التسخين يصبح مساوياً لعدد الالـكترونات المرتدة بسبب من المجال الـكهربائي .



الشكل (٤) تغير كثافة شحنة الفراغ الحجمية مع المسافة .

لنفرض الان ان فولتية خارجية متغيرة سلطت بين المصعد والمهبط كما هو مبين في الدائرة – الشكل (5) . عند جعل جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط فان بعض الالكترونات من شحنة الفراغ سوف تنجذب الى المصعد مسببة سريان تيار في دائرة الصمام يدعى بتيار المصعد ويرمز له بـ I_a . عند زيادة جهد المصعد فان تيار المصعد يزداد هو الأخر



الشكل (٥)

حيث ان الكترونات اكثر من شحنة الفراغ سوف تنجذب نحو المصعد . اما في حالة كون جهد المصعد سالبا فان الالكترونات المنبعثة سوف ترتد عائدة الى المهبط وبذلك ينقطع سريان التيار في دائرة الصمام .

على ضوء ماتقدم يمكن القول بالآتي :

أ– يسري التيار في دائرة الصمام الثنائي المفرغ عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط ويتوقف سريان التيار عندما يكون المصعد سالبا بالنسبة الى المهبط .

ب– تسري الالكترونات في الصمام الثنائي المفرغ من المهبط الى المصعد ولايحدث العكس أبداً .

4 – 3 مميزات الصمام الثنائي المفرغ :–

ان أهم خاصية للصمام الثنائي المفرغ هو خاصية المصعد التي تبين العلاقة بين فولتية المصعد وتيار المصعد عند درجة حرارة معينة ، وكثيرا ماتسمى بمنحنى التيار – جهد (I – V) للصمام الثنائي المفرغ .

عندما يعمل الصمام الثنائي فى نظام شحنة الفراغ (اي عندما يتكون تيار المصعد من الالكترونات القادمة من شحنة الفراغ بسبب من جهد المصعد الموجب) فان تيار المصعد يرتبط مع جهد المصعد ، عندئذ ، بعلاقة غير خطية وتصاغ هذه العلاقة على اساس الحسابات النظرية ، بوساطة قانون أسس الثلاثة انصاف .

$$i_a = KV_a^{\frac{3}{2}} \qquad \ldots (1)$$

حيث ان k ثابت تعتمد قيمته على المساحة السطحية للمصعد (S) وعلى المسافة بين المصعد والمهبط (d) بحيث ان

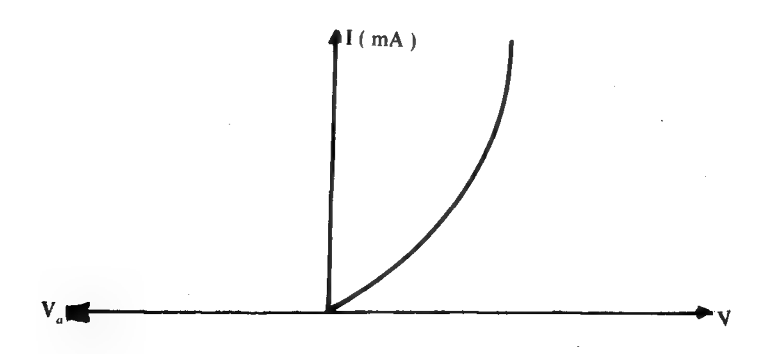
$$k = 2.33 \times 10^{-6} \frac{S}{d^2}$$

اي أن

$$i_a = 2.33 \times 10^{-6} \frac{S}{d^2} V_a^{\frac{3}{2}} \qquad \ldots (2)$$

وكما نرى فان التيار i لايتناسب طرديا مع V_a ، كما هو الحال في قانون أوم ، وانما يتناسب مع الجهد مرفوعا الى الاس $\left(\frac{3}{2}\right)$. فاذا تضاعف جهد المصعد مثلا ، فان التيار سوف يزداد بـ 2.8 مرة بدلاً من مرتين وهكذا يتزايد تيار المصعد بصورة اسرع من جهد المصعد .

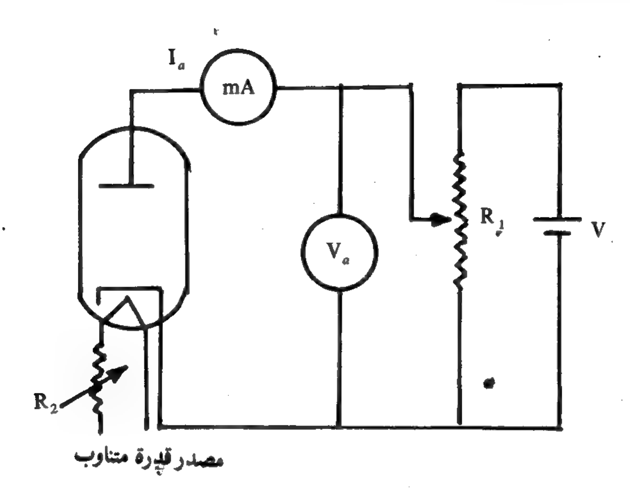
ان السبب الكامن وراء عدم خطية خواص الصمام الثنائي – الشكل (6) يعود الى ان المصعد يمتص قسما من الكترونات شحنة الفراغ الموجودة قرب المهبط ومن ثم فانه يلغي جزئيا الجهد الناتج من شحنة الفراغ هذه وبذلك تتجه الى المصعد بعض الالكترونات التي كانت قبلاً تعود الى المهبط وينتج عن ذلك ارتفاع زائد لتيار المصعد .



الشكل (٦) منحنى الخواص (I – V) للصمام الثنائي .

كذلك نلاحظ ، من المعادلة (2) ، ان التيار يتناسب عكسيا مع مربع المسافة الموجودة بين المصعد والمهبط ويؤدي نقصان اوزيادة المسافة الى تغيركبير في قيمة تيار المصعد .

لدراسة هذه الخواص عمليا تربط الدائرة المبينة في الشكل (7) ، التي يلاحظ فيها امكانية تغير جهد المصعد عن طريق مجزء الجهد وكذلك امكانية تغير درجة حرارة المهبط من خلال تحديد التيار بوساطة المقاومة R_2 .

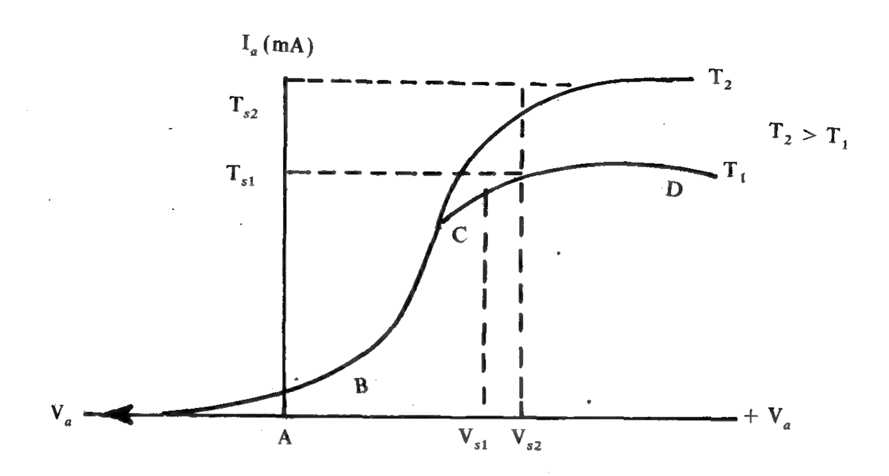


الشكل (٧) الدائرة العملية لدراسة منحنات الخواص للصمام الثنائي

في هذه الدائرة يتم تثبيت درجة حرار المهبط عند قيمة معينة T_1 ، يغير جهد المصعد V_a ابتدأ من الصفر ، بوساطة مجزء الجهد R_1 ، ثم تسجل قيمة تيار المصعد لكل تغير في V_a. بعدها يرسم المنحنى ($I - V$) بحيث يكون V_a على المحور السيني و I_a على المحور الصادي ليعطي منحنى الخواص للصمام عند الدرجة الحرارية T_1 – لاحظ الشكل (٨) . وبأتباع نفس الطريقة اعلاه يمكن رسم منحنى آخر عند الدرجة الحرارية T_1 . على اية حال ، يلاحظ على هذا المنحنى مايأتي :

أ– وجود جزء غيركبير– الجزء AO – من المنحنى في منطقة القيم السالبة لجهد المصعد . اي وجود تيار عند V_a صفر هذا ويختلف بعد النقطة A عن نقطة الأصل من صمام لاخر وتتحرك النقطة A الى اليسار مع ازدياد التسخين بسبب ازدياد السرعة الابتدائية

للالـكترونات . يعد الجزء (AB) من المنحنى اكثر الاجزاء انحناءً – لاحظ الشكل – هو لايتبع قانون الثلاثة انصاف .



الشكل (٨) منحنى الخواص (V – 1) عند درجات الحرارة . T_2 ,T_1

ب– الجزء (BC) : يشابه هذا الجزء من المنحنى الجزء المقابل له في المنحنى – الشكل ٦ – وعليه فان الصمام يعمل في منطقة شحنة الفراغ (Spacecharge) . اي ان قيمة التيار تتحدد بوساطة V ويزداد بزيادته وهويتبع بذلك قانون الانصاف الثلاثة . كذلك نلاحظ تطابق المنحنيات في هذه المنطقة على الرغم من اختلاف درجة حرارة المهبط ، مما يدل على عدم اعتماد تيار المصعد على درجة الحرارة في هذه المنطقة .

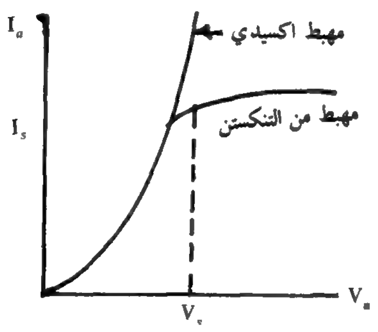
جـ– الجزء CD : عند زيادة جهد المصعد الى الحد الذي يلغي فيه جهد شحنة الفراغ كليا – أي احتفاء هذه الشحنة – فان جميع الالـكترونات المنبعثة من المهبط تصل المصعد وبهذا يصل التيار الى أعلى قيمة له ولا يزداد بعدها مع زيادة الفولتية وعندئذ يدعى تيار المصعد بتيار الاشباع saturation current ويرمز له بـ I_s . يتبع تيار المصعد عند ذلك معادلة ريشاردسون – ديشمان

$$J_s = AT^2 e^{-b/T} \quad \dots (3)$$

انظر المعادلة (7) من الفصل السابق .

د- عند زيادة درجة حرارة المهبط من T_1 الى T_2 فان معدل الانبعاث سوف يزداد وبذلك فان نقطة التشبع سوف ترتفع وكذلك جهد التشبع - انظر الشكل (8)

بقي ان نذكر أخيراً انه في حالة المهابط المغطاة بالأوكسيد فان تيار المصعد لايظهر فيه تيار تشبع مهما زاد جهد المصعد ، بل يستمر في الزيادة مع زيادة جهد الانود - انظر الشكل ٩ - والسبب في ذلك يعود الى ان مقاومة الطبقة الاكسيدية كبيرة وبذلك يكون التسخين الاضافي الناجم عن تيار الانود كبيراً وبذلك يزداد انبعاث المهبط تبعا لذلك وبالتالي فللحصول على تيار التشبع لابد من زيادة جهد المصعد وعندها يزداد تيار المصعد الى حد ما ويزداد التسخين ثانية ويصبح الانبعاث اكبر مما كان وهكذا



الشكل (٩) منحنى الخواص (I - V) لنوعين من المهابط .

3 - 5 ثوابت الصمام : Diode Parameters

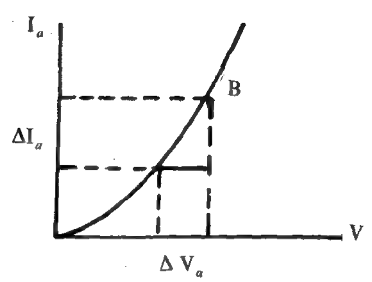
ويقصد بها تلك المقادير التي توضح خصائص الصمام الثنائي وامكانيات استخدامه وهي تعبر بأختصار (رياضيا) عن العلاقة بين كميتين متغيرتين خاصتين بالصمام الثنائي وتحت ظروف خاصة . وعلى الرغم من تسميتها « بالثوابت » الا انها بالحقيقة ليست مقادير ثابتة الا في اوضاع معينة . وسنحاول التعرف على بعض من هذه الثوابت للصمام الثنائي المفرغ ومنها :

أ- التوصلية التبادلية mutual conductance :- وهي توضح الكيفية التي يتغير فيها تيار المصعد عند تغير جهد المصعد . ويرتد لها بـ (S) ، اي ان :

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta v_a} \quad \dots (4)$$

وتكون وحدات التوصلية التبادلية بالملي امبير لكل فولت (mA / V) أو الامبير لكل فولت (A/V) . ولابد من الاشارة الى ان التوصلية التبادلية تتحدد كنسبة تغير التيار الى تغير الجهد ، ولهذا فانها تمثل التوصلية بالنسبة الى التيار المتناوب - انظر المعادلة اعلاه .

لتعين التوصلية التبادلية من منحنى الصمام الثنائي – الشكل (10) – يؤخذ تغير جهد المصعد ΔV_a في الجزء المحدد AB والتغير المقابل له والحاصل في تيار المصعد ΔI_a . ثم نجد التوصلية التبادلية من قسمة الثاني على الاول .



الشكل (١٠) طريقة استخراج التوصلية التبادلية للصمام الثنائي من منحنى الخواص (V – I)

تتراوح قيمة التوصلية التبادلية ، للصمامات المفرغة ، مابين (1 الى 50) ملي امبير فولت ، ففي الصمامات الضعيفة القدرة لاتزيد هذه التوصلية عن عدة ملي أمبير لكل فولت بينما تكون أكبر من ذلك في الصمامات الثنائية القوية . على اية حال ، تعتمد التوصلية التبادلية على الشكل الهندسي للصمام ، فكلما زاد السطح العامل للمصعد وقلت المسافة بين المهبط والمصعد كلما ازدادت التوصلية التبادلية . كذلك تزداد التوصلية التبادلية مع زيادة جهد المصعد ومع زيادة تسخين الكاثود .

ب – مقاومة الصمام الثنائي المفرغ :– لاشك ان وجود شحنة الفراغ السالبة بين المصعد والمهبط وكذلك تغير قيمة التيار مع تغير جهد المصعد يشير الى وجود مقاومة داخلية للصمام الثنائي المفرغ . هذه المقاومة ، على اية حال ، ليست واحدة للتيار المستمر والتيار المتناوب وعليه فان هناك نوعين من المقاومات – كما هو الحال في الانابيب المفرغة الاخرى – وهما :

1– مقاومة المصعد للتيار المستمر R :– يمكن حساب قيمة هذه المقاومة من ايجاد النسبة بين اقصى فولتية مستمرة يمكن تسليطها على الصمام الى قيمة التيار الناتج – انظر الشكل (١١ أ) – حيث ان

$$R_a = \frac{OA}{OB}$$

ويجب ملاحظة ان R_a ليست ثابتة القيمة ذلك لان المنحنى V و I_a ليس خطيا وان (R_a) عند النقطة x تختلف عما هي عليه عند النقطة r

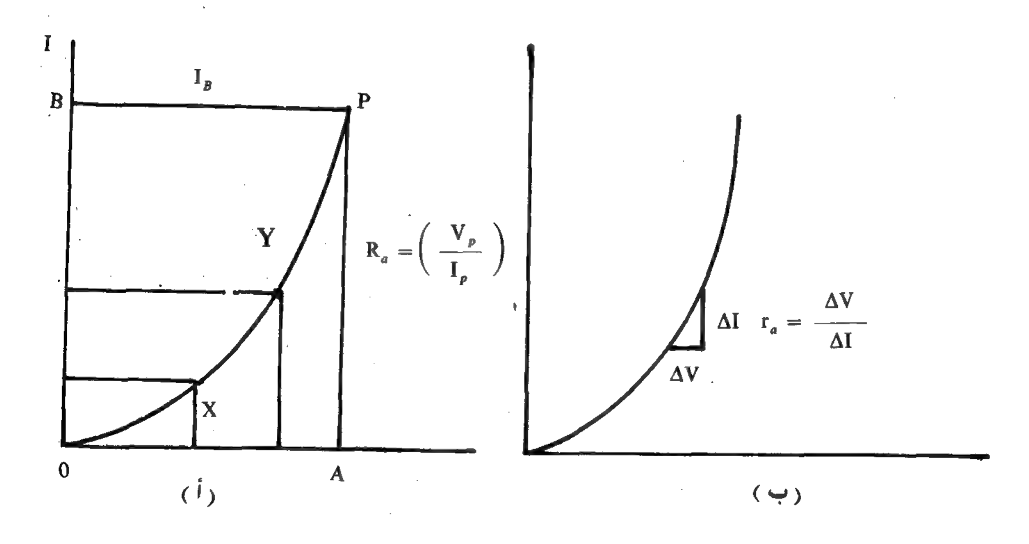
2 - مقاومة المصعد المتناوبة r_a وتمثل النسبة بين التغير في جهد المصعد ، في منطقة صغيرة من المنحنى ، الى التغير الناتج في تيار المصعد – انظر الشكل (١١ ب) . اي ان

$$r_a = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \quad \ldots (5)$$

ومن الجدير بالذكر ان المقاومة r_a تكون مساوية لمقلوب التوصلية التبادلية وتتراوح قيمة r_a مابين عشرات الى مئات الاومات وقيمة r_a الاصغر تقابل الصمام الاقوى الذي يتميز بموصلية تبادلية اكبر. كذلك لابد ان نذكر ان R_a تكون اكبر بعض الشيء من r_a ويمكن الحصول على

$$R_a = \frac{3}{2} r_a \quad \ldots (6)$$

من قانون الثلاثة انصاف .



الشكل (١١) حساب كل من R_a (مقاومة المصعد المستمرة) و r_a (مقاومة المصعد المتناوبة) من منحنى الخواص (I – V) .

3 – 6 الصمام الثلاثي Vacuume Triode

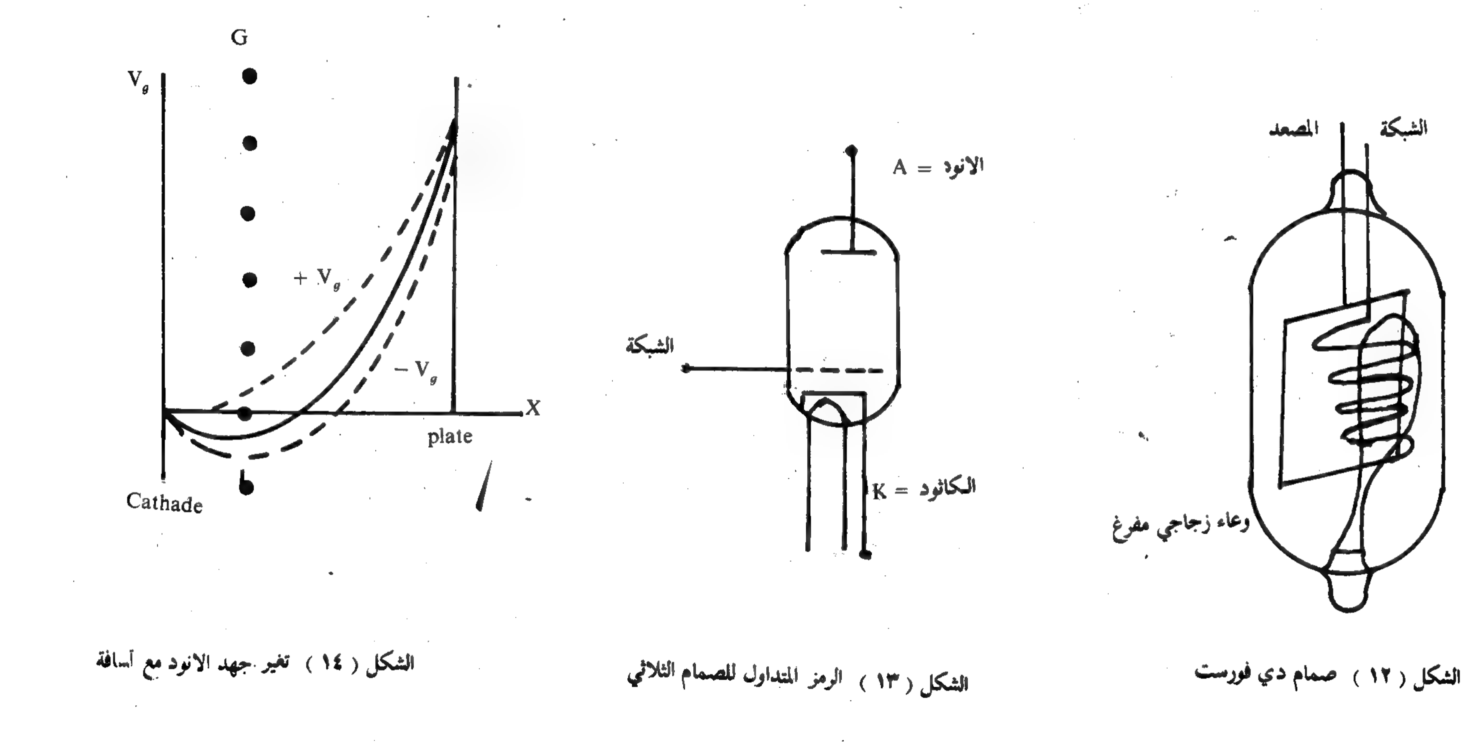
كان لي د ي فورست[1] (1873 – 1961) من اوائل العاملين في حقل هندسة الراديو– قد قام باجراء العديـد من التجارب بهدف تحسين نظامه اللاسلكي لاستقبال الموجات باستخدم الصمام الثنائي المفرغ ، ان هذا العالم الامريكي قد قام اثناء محاولاته للحصول على وسيلة يمكن بوساطتها التحكم في تأثير شحنة الفراغ للوصول الى امكانية السيطرة على كمية الالكترونات التي تصل المصعد ، بتغليف الصمام بالقصدير كما انه ادخـل صفيحة ثانية الى الصمام الى جانب المصعد الا ان اعماله لم تتكلل بالنجاح حتى سنة 1906 حين وجد ان ادخال سلك متعرج – انظر الشكل (١٢) – بين الفتيلة والمصعد يعطي أفضل النتائج .

منذ ذلك الحين ادخلت على هذا الجهاز الجديد العديد من التحسينات وقد اطلـق عليه أسم الثلاثي (Triode) وذلك لاحتوائه على ثلاثة أقطاب وهي : – المصعد والمهبط والشبكة ، ويرمز للصمام الثلاثي عادة بالشكل (١٣) .

يعمل المهبط والمصعد في الصمام الثلاثي ، بنفس الطريقة التي يعملان بها فـي الصمام الثنائي ، ففي منطقة شحنة الفراغ يتكون –كما رأينا – الحاجز الجهدي بالقرب من المهبط . وكما في الصمام الثنائي – يعتمد مقدار تيار المهبط على ارتفاع هذا الحاجز– الشكل (١٤) .

اما تأثير الشبكة في الصمام الثلاثي فيشبه تأثير المصعد في الصمام الثنائي ، فاذا تغير جهد الشبكة تتغير شدة المجال الناتج عن جهد الشبكة ولذلك يتغير ارتفاع الحاجز الجهدي الموجود بالقرب من المهبط وبذا تتغير كمية الالكترونات التي تجتاز هذا الحاجز اي يتغير مقدار تيار المصعد . او بعبارة اخرى : عندما يتغير جهد الشبكة في الاتجاه الموجب ، ينخفض ارتفاع الحاجز الجهدي وتجتاز كمية اكبر من الإلكترونات المنبعثة وتقل الكمية التي تعود الى المهبط وينمو التيار المصعدي . اما عندما يتغير جهد الشبكة في الاتجاه السالب فان ارتفاع الحاجز الجهدي القريب من المهبط يزداد وعندئذ تستطيع كمية اقل مـن الالكترونات ان تجتازه ويزداد عدد الالكترونات العائدة الى المهبط فيقل تيار المصعد .

ان اضعاف تأثير الانود نتيجة ادخال الشبكة ، مهم جدا ، لانه هو الذي يجعل تكبير الذبذبات الكهربائية بوساطة الصمام الثلاثي ممكناً ، واحياناً يظن بعضهم خطأ



الشكل (١٢) صمام دي فورست

الشكل (١٣) الرمز المتداول للصمام الثلاثي

الشكل (١٤) تغير جهد الانود مع آسافة

انه طالما يدور الحديث عن التكبير ، فان ادخال الشبكة لابد وان يزيد من قيمة تيار المصعد ولكن الذي يحدث في الواقع ، هو اضعاف تأثير الانود وبالتالي حصول نقص في قيمة تيار المصعد . ويجب ان نفهم بوضوح ، اننا بوساطة الصمام الثلاثي لانحصل على على تيار مستمر اكبر بل نضخم الاشارات الكهربائية .

واذا ما استبدلنا الصمام الثنائي بالثلاثي فأننا سوف نحصل على تيار مستمر اكبر واذا ما استبدلنا هذا الاخير بمقاومة فسيكون التيار اكبر ولكن لن نحصل على التكبير الا بوساطة الثلاثي الشيء المهم هنا ، خاصة هو ان الشبكة تؤثر على تيارالمصعد اكثر مما يؤثر جهد المصعد . فاذا ما سلطنا على الشبكة جهدا معينا ، فان المجال الكهربائي الناتج عن ذلك ، يصل مباشرة الى المهبط نظرا لعدم وجود اي عائق في طريق المجال بين الشبكة والمهبط ، وكلما كانت الشبكة اقرب الى المهبط زادت شدة المجال وازداد تأثيره على الحاجز الجهدي الموجود بالقرب من المهبط وهكذا تتحكم الشبكة في الوضع اذ تؤثر على الدفق الالكتروني تأثيرا قوياً وبما ان جزءاً قليلاً من مجال المصعد يخترقها فان تأثير المصعد يصبح ضعيفاً جداً .

وهكذا فان تسليط جهد سالب غير كبيرنسبياً على الشبكة يمكن ان يؤدي الى تقليل قيمة i_a الى درجة كبيرة ، بل الى قطعه نهائياً . وعندما يكون جهد الشبكة موجباً ، فانها تخلق مجالاً معجلا يضاف الى المجال الواصل من المصعد يقوم المجال الناتج بخفض ارتفاع الحاجز الجهدي القريب من المهبط فيزداد عدد الالكترونات التي تجتازه وهكذا فان جهد الشبكة الموجب يزيد تيار المصعد . الا انه لا مناص من ان ينجذب جزء من الالكترونات الى الشبكة فيظهر في دائرتها تيار شبكي .

مما تقدم يتبين لنا ان وظيفة الشبكة هي السيطرة على سريان الالكترونات كما هي وظيفة جهد المصعد حيث ان .

$$I_a = A(\mu V_g + V_a)^{\frac{3}{2}} \qquad \ldots (7)$$

وحيث ان الشبكة اقرب الى المهبط من المصعد لذا فان تأثيرها اكبر . وفي الاحوال العادية يكون تأثير V_a معاكساً لتأثير V_g حيث ان هذا الاخير يكون سالباً عادة .

7 – 3 خواص الصمام الثلاثي :–

يرتبط تيار المصعد I_a مع جهد المصعد V_a وجهد الشبكة بعلاقة رياضية يمكن تمثيلها بيانياً ، ويعبر عن هذه العلاقة الرياضية بالصيغة :

$$I_b = f(V_a, V_g) \qquad \ldots (8)$$

. يلاحظ في اعلاه ان هذه العلاقة ذات ثلاثة ابعاد ، حيث انه من الصعوبة تصوير علاقه بين ثلاثة مقادير على ورقة رسم ، اذ لابد من نظام احداثيات في الفراغ ، ولهذا السبب ولغرض تسهيل فهم هذه العلاقة يلجأ الى تحويلها الى مجموعة من المنحنيات تمثل اعتماد احد هذه المتغيرات على الاخر مع تثبيت المتغير الثالث لكل منحنى . وتعـرف مجموعة المنحنيات هذه بمنحنيات الخواص للصمام الثلاثي Triode characteristics

على اية حال ، تكون خواص الصمام الثلاثي على نوعين :

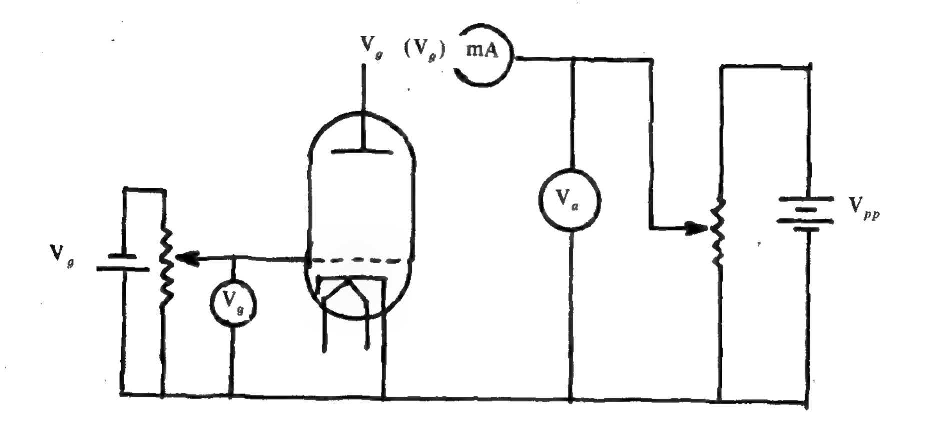
أ– الخواص الساكنة static characteristics : وهي تمثل العلاقة بين المتغيرات الثلاثة للصمام ، المذكوره اعلاه ، في الحالة التي لاتكون هناك مقاومة حمل مربوطة الى دائرة المصعد وكذلك عدم وجود اشارة دخول متناوبة . تحت هذه الشروط يكون جهد الشبكة ثابتاً وغير معتمد على تيار المصعد . تدعى هذه المنحنيات تحت هذه الشروط بمنحنيات الخواص الساكنة للصمام

ب– الخواص الحركية dynamic characteristics : – عند تسليط اشارة متناوبة على دائرة الشبكة وادخال مقاومة حمل في دائرة المصعد فان التغير في تيار المصعد ، الناتج عن تسليط الاشارة على الشبكة ، سوف يؤدي الى تغير في قيمة جهد الهبوط على مقاومة الحمل ومن ثم تتغير قيمة الجهد المسلط على المصعد ، تدعى المنحنيات التي يحصل عليها تحت هذه الشروط بمنحنيات الخواص الحركية للصمام .

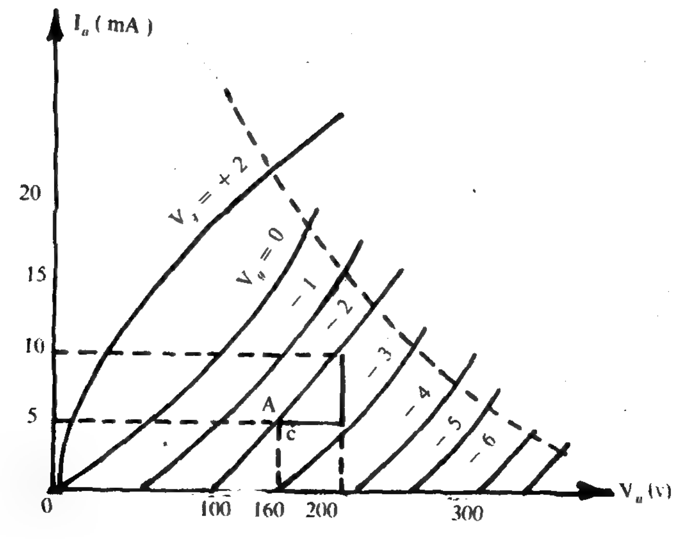
سنحاول هنا التعرف على الخواص الساكنة ، وكيفية الحصول عليها واستعمالاتها بشكل مباشر للحصول على الخواص الاخرى : الخواص الحركية ، وكذلك لحساب ثوابت الصمام الثلاثي .

1 - 7 - 3 منحنيات الخواص الساكنة : – ذكرنا توا ان هناك ثلاثة متغيرات الا ان ، مجموعة المنحنيات تمثل اعتماد احد هذه المتغيرات على الاخر مع تثبيت المتغير الثالث وعلى هذا الاساس يكون لدينا ثلاثة انواع من المنحنيات وهي : –

أ– **منحنيات الخواص للمصعد** anode characteristics : وهي تمثل العلاقة بين V_a و I_a عند ثبوت V_g ويتم الحصول على مجموعة المنحنيات هذه عن طريق ربط الصمام الثلاثي الى الدائرة المبينة في الشكل (١٥) .حيث يوضع V_g ، في كل مرة ، عند قيمة ثابتة ويتم قياس I_a لكل تغير في V_a حتى يتم الحصول على مجموعة المنحنيات في الشكل (١٦)



الشكل (١٥) الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص .للصمام الثلاثي



الشكل (١٦) منحنيات الخواص للصمام الثلاثي .

ويمكن ملاحظة النقاط الاتية على هذه المنحنيات

1- عند V صفر يكون منحنى الصمام الثلاثي مشابهاً لمنحنى الصمام الثنائي .

2- تأخذ هذه الخواص شكل المنحنى في الجزء الاسفل منها وتكون خطيةنوعاً ما في الجزء الاعلى منها .

3- يلاحظ ان المسافات بين هذه المنحنيات تكون متساوية تقريباً طالما ان الفرق بين فولتية الشبكة لهذه المنحنيات متساوية هي الاخرى .

4- يلاحظ ايضاً عدم مرور تيار المصعد عند V_g اقل من الصفر الا عند قيمة معينة لفولتية المصعد وتزداد هذه القيمة لـ V كلما كانت V_a اكثر سالبية .

5- يدعى المنحنى المتقطع بمنحنى القدره وهو يمثل أقصى قيمة لـ V_a , I_a مسموح بهماويعمل معها الصمام من غير ان يتعرض الى التلف .

6- بالامكان استخدام منحنيات المصعد هذه للحصول على كافة المعلومات الضرورية الخاصة بالصمام الثلاثي ، ففي النقطة A مثلاً – لدينا ان

$$V_a = 160$$
$$V_g = -2V$$
$$I_a = 5\ mA$$

وبالتالي فان مقاومة المصعد المستمرة (R_a) تكون مساوية لـ

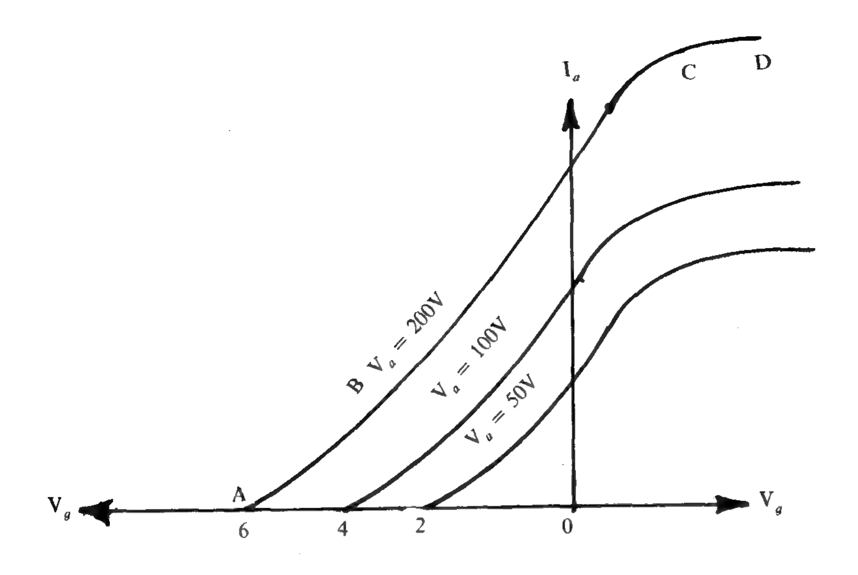
$$R_a = \frac{V_a}{I_a} = \frac{160}{5mA} = 32\ k\Omega$$

وكذلك فان القدرة المتبددة في دائرة المصعد تكون مساوية لـ

$$P = I_a^2 R_a = (5 \times 10^{-3})^2 (32 \times 10^{+3}) = 25 \times 32 \times 10^{-3}$$
$$= 0{\cdot}8\ Watt .$$

وكذلك الثوابت الاخرى التي سنأتي على ذكرها لاحقاً .

ب – منحنيات الخواص التبادلية mutual characteristics :– وتمثل العلاقة بين V_g , I_a عند ثبوت V_a ويتم الحصول عليها من ربط الدائرة في الشكل (١٥) ، حيث يتم تثبيت V_a عند قيمة معينة ، في كل مرة ، وتقاس I_a كدالة لـ V_g حتى يتم الحصول على مجموعة المنحنيات في الشكل (١٧) .



الشكل (١٧) منحنيات الخواص التبادلية .

عند النظر الى هذه المنحنيات يمكن ملاحظة مايأتي :

1 - انقطاع مرور تيار المصعد عندما يكون جهد الشبكة سالبا بالنسبة الى المهبط ، حيث يلاحظ انقطاع التيار عند حوالي $V_g = 2$ فولت و $V_a = 50$ فولت ، وكلما كان جهد المصعد اعلى كلما ازداد جهد الشبكة السالب الذي يغلق الصمام . تسمى هذه المنطقة بمنطقة القطع cut off region ويسمى جهد الشبكة السالب واللازم لاحداث هذا لقطع بجهد القطع او انحياز القطع cut off bias .

2 - عند قيمة معينة لـ V_a يبدأ تيـار المصعـد بالزيادة كلما ازداد جهد الشبكة ، ويلاحظ ان العلاقة تأخذ في البداية شكلاً منحنيا (الجزء AB) الا انها تتحول الى خطية (الجزء BC) مع ازدياد جهد الشبكة .

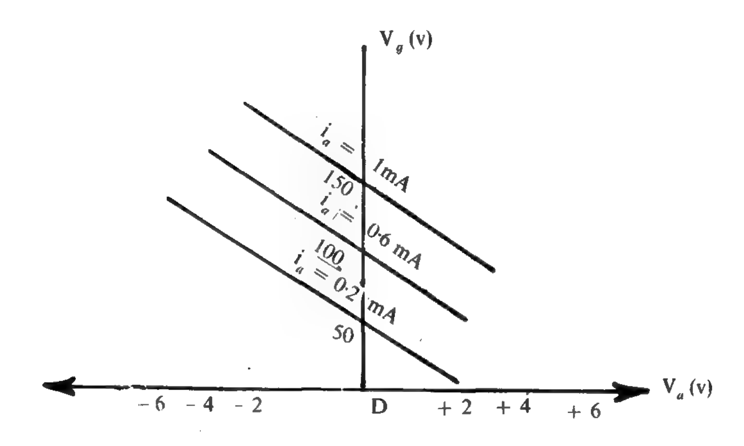
3 - يظهر المنحنى خاصية التشبع (الجزء CD)عندما يصبح جهد الشبكة موجبا بالنسبة للمهبط ولايزداد تيار المصعد ـ بعدها ـ مهما زاد جهد الشبكة الموجب .

ومن الجدير بالذكر ـ انه عادة ماتحتوي استمارة البيانات على مجموعة واحدة من

هذه المميزات حيث أنها كافية للحسابات العملية . تظهر المميزات او الخواص التبادلية تأثير تحكم الشبكة بوضوح ومن هنا تكون الحسابات ابسط وادق وبالتالي فان هـــذه المميزات كثيرا ماتستخدم عند دراسة الصمامات الثلاثية .

ج- خواص التيار الثابت constant current characteristics :-

وتمثل العلاقة بين V_g , V_a عند ثبوت التيار I_a ويتم الحصول عليها من ربط الدائرة في الشكل (١٥) ايضا ، حيث يتم تغير V_g ومن ثم قياس مقدار التغير في V_a اللازم للحصول على القيمة السابقة للتيار نفسه - انظر الشكل (١٨) - وتعد هذه الخواص ذات أهمية كبيرة من الناحية العملية .



الشكل (١٨) منحنيات الخواص للتيار الثابت .

٢ - ٧ - ٣ منحنيـــات الخـــواص الحركيـــة dynamic characteristics

كما ذكرنا سابقا ، فان هذه المنحنيات تمثل العلاقة البيانية بين I_a . V_a وكذلك عند ادخال مقاومة الحمل الى دائرة المصعد - الشكل (١٩) وكذلك عند وجود اشارة في دائرة الشبكة . الا أننا سنرجىء الكلام . عن هذه الاخيرة . الى حين التعرض لموضوع استعمالات الصمام الثلاثي .

ـ وكما هي الحال في منحنيات الخواص الساكنة فان منحنيات الخواص الحركية تكون هي الاخرى على نوعين وهي :

أ – خواص المصعد الحركية anode dynamic characteristics :– عند ادخال مقاومة الحمل R_L الى دائرة المصعد ، فان العلاقة بين I_a , V_a ستكون على الصيغة الآتية :

$$V_a = V_{pp} - I_a R_L \qquad \dots (9)$$

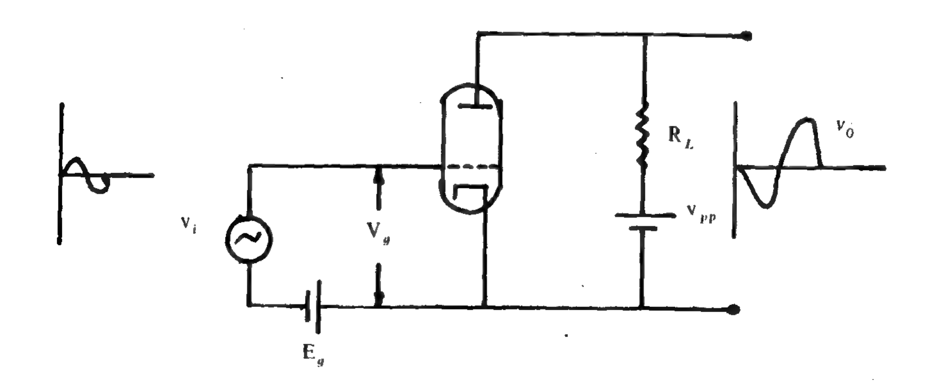
او ان

$$I_a = - \frac{1}{R_L} V_a + \frac{V_{pp}}{R_L} \qquad \dots (10)$$

وحيث ان R_L , V_{pp} في المعادلة (10) هما ثابتا القيمة وعند مقارنة هذه المعادلة مع معادلة الخط المستقيم ذات الصيغة :

$$y = mx + b \qquad \dots (11)$$

يتضح لدينا ان المعادلة (10) تمثل هي الاخرى معادلة خط مستقيم يمكن رسمه وعلى منحنيات الخواص الساكنة – انظر الشكل (٢٠) – بحيث ان I_a في المعادلة (10) تكافىء y في المعادلة (11) وان $m \equiv -\frac{1}{R_L}$ وكذلك فان V_a تكافيء x .



الشكل (١٩) دائرة مكبر الصمام الثلاثي .

على اية حال ، يتم رسم هذا الخط المستقيم الذي يدعى بخط الحمل المستمر d.c load – line من خلال تعين نقطتين :

النقطة الاولى : وتقع على المحور الصادي وتمثل اقصى تيار يمكن ان يمر في دائرة المصعد . او بعبارة أخرى عندما تكون V_a = صفراً ويكون I_a – انظر المعادلة (11) – مساويا لـ

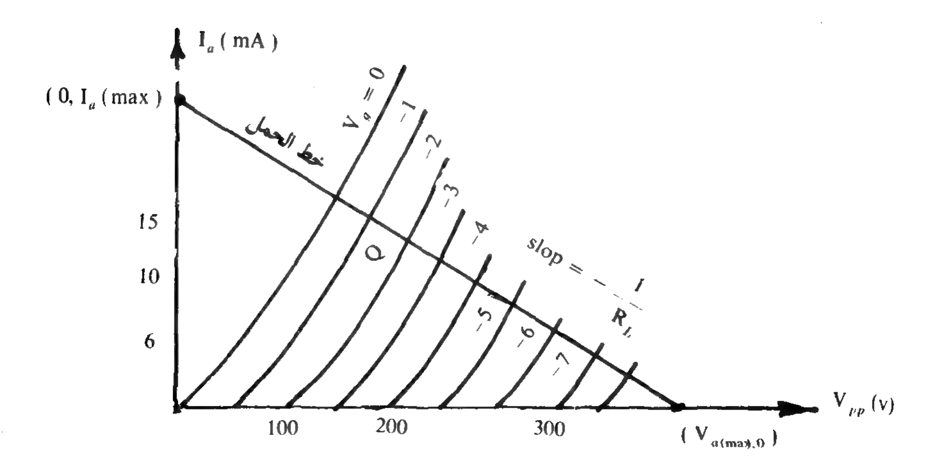
$$I_{a(max)} = \frac{V_{LP}}{R_L} \quad \ldots (12)$$

وبالتالي تكون النقطة الاولى هي $\left(0, \frac{V_{LP}}{R_L}\right)$

النقطة الثانية : وتقع على المحور السيني وتمثل اقصى فولتيه مصعد يمكن تسليطه ، في الدائرة المعنية ، على المصعد . اوبعبارة اخرى عندما يكون I_a = صفراً ويكون V_a مساوياً لـ

$$V_{a(max)} = V_{LP} \quad \ldots (13)$$

وعليه تكون النقطة الثانية هي (V_{LP} , 0) – انظر الشكل (20)

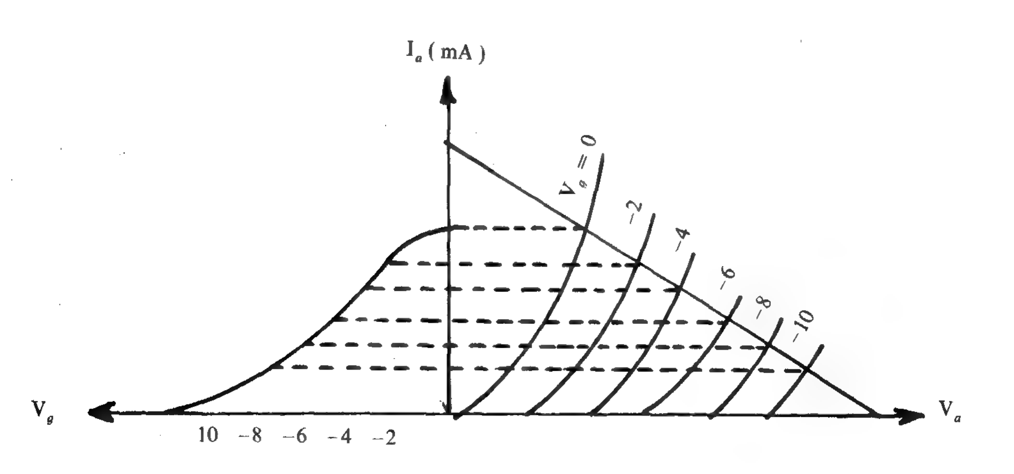


الشكل (٢٠) خط الحمل لدائرة مكبر الصمام الثلاثي .

عند رسم خط الحمل ، على منحنيات الخواص الساكنة ، نكون قد حصلنا فعلاً على الخواص الحركية للصمام الثلاثي ، حيث ان هذا الخط يمثل كافة نقاط العمل للصمام الثلاثي فعلى سبيل المثال ، اذا ماأريد معرفة تيار المصعد او جهد المصعد عندما يكون V_g مساويا لـ 2 - فولت ، عندها فان نقطة تقاطع خط الحمل مع $V_g = -2$ فولت (النقطة في الشكل (٢٠)) ستعطي قيمة كل من I_a , V_a وكذلك يمكن ايجاد كل V_a و I_a عند النقاط الاخرى وهذا مانسعى اليه حقا من دراسة الخواص الساكنة والحركية للصمام الثلاثي . ذلك اننا نستطيع من خلال هذه الخواص الكشف عن سلوك دائرة الصمام الثلاثي بالنسبة للاشارات الداخلة . وهذا ماسوف نفعله عند دراسة دائرة مكبر الصمام الثلاثي .

ب – الخواص التبادلية الحركية dynamic mutual characteristics :–

وتمثل العلاقة بين التغير في تيار المصعد المتناوب (i_a) الناتج عن التغير في جهد الشبكة المتناوب (v_g) . وحيث ان هذه العلاقة بين V_a , I_a ، غير خطية – انظر الشكل (١٧)– لذا فانه لايمكن رسم خط حمل آخر وانما يتم التعرف على هذه العلاقة ، من خلال رسم خط الحمل على الخواص الساكنة ومن ثم اسقاط نقاط تقاطع هذه المنحنيات مع خط الحمل على المنحنى $(V_g - I_a)$ انظر الشكل (٢١) .



الشكل (٢١) منحنيات الخواص

8 – 3 ثوابت الصمام الثلاثي Triode Parameters

تلعب ثوابت الصمام الثلاثي وقيمها دوراً فعالاً في تحديد خصائص الصمام الثلاثي وامكانية استخدامه لهذا الغرض اوذاك . فعندما يكون الطلب هومكبراً للاشارة فان العامل الاكثر أهمية هومعامل التكبير (μ) . لذا يلزم استخدام صمام ثلاثي بمعامل تكبير عال ومقاومة وتوصيلية واطئتين . وبذلك يمكن الحصول على كسب عالٍ في حجم الاشارة أو ان النسبة بين الاشارة الخارجة والاشارة الداخلة تكون كبيرة . اما اذا كان مكبر القدرة هو المطلوب فان الغاية عندئذ هو اعطاء أقصى قدرة الى الحمل وعليه فان r_a يجب ان تكون واطئة مع تيار مصعد عال اوبعبارة أخرى ان توصيلية عالية نسبيا تكون هي المتوقعة .

وعلى وفق مامر يتبين لنا بوضوح ان هذه المعاملات الديناميكية الثلاث تحدد خصائص وامكانيات استخدام الصمام الثلاثي لهذا الغرض اوذاك وبالتالي فأنها تعد مقياساً لمدى فعالية تأثير التغيرات الحاصلة في جهد الشبكة V_g اوجهد المصعد V_a على تيار المصعد وهذه المعاملات (الثوابت) ، وكما ذكرنا اعلاه ، هي :

أ– التوصيلية التبادلية :– وتعرف بأنها النسبة بين التغيرفي تيار المصعد الى التغيرفي جهد الشبكة الذي يسببه عند ثبوت جهد المصعد وتكتب رياضيا :

$$g_m = \frac{\Delta i_a}{\Delta V_g} \qquad \ldots (14)$$

وتعد التوصلية التبادليةللصمام الثلاثي ، مقياسا لمدى فاعلية الشبكة في السيطرة على تيار المصعد . وتقاس بوحدات ملي امبير لكل فولت $\left(\frac{mA}{V}\right)$ ويمكن القول ان مقدار التوصلية التبادلية يحدد بكم من الملي امبيرات يتغيرتيار المصعد ، عندما يتغيرجهد الشبكة بمقدار 1 فولت ، اذا ظل جهد المصعد ثابتا .

ويختلف مفهوم التوصلية التبادلية في الصمام الثلاثي عما هو عليه في الصمام الثنائي . فالتوصلية التبادلية ، بالنسبة لهذا الأخير ، تحمل معنى الموصلية الداخلية بالنسبة الى التيار المتناوب وهي عبارة عن مقلوب المقاومة الداخلية . أما التوصلية التبادلية بالنسبة الى الصمام الثلاثي فهي ليست المقاومة الداخلية بين الشبكة والمهبط ، ذلك ان التغير في جهد الشبكة يعود الى دائرة الشبكة بينما يعود التغير في تيار المصعد الى دائرة المصعد . ومع ان جهد الشبكة يؤثرفي تيار المصعد الا ان هذا التيار لاينتج من جهد

الشبكة بل من جهد المصعد وعليه فان حساب التوصلية ، على أنها مقلوب مقاومة ، يجب ان يتم في دائرة واحدة .

تتراوح التوصلية التبادلية في الصمامات الحديثة بين 1 الى 50 ملي امبير فولت وكلما كانت التوصليه التبادلية اكبر كلما كان الصمام أفضل وذلك لانه كلما كانت التوصلية التبادلية اكبر كان تحكم الشبكة في تيار الانود اقوى ، وتعتمد قيمتها على تصميم المصعد وعلى نظام تشغيل الصمام وتزداد بازدياد سطح المصعد العامل وصغر المسافة بين الشبكة والمصعد .

ب – مقاومة الصمام الثلاثي : – ونعني بها المقاومة الداخلية بين المصعد والمهبط وتعرف بانها النسبة بين معدل التغير في جهد المصعد الى معدل التغير في تيار المصعد عند ثبوت جهد الشبكة ، ذلك انه عند ثبات V_g عند قيمة معينة فان التغير في جهد المصعد سوف يؤدي الى التغير في تيار المصعد والنسبة بين التغيرين يسمى بالمقاومة .

وكما هو الحال في الصمام الثنائي المفرغ فان هناك نوعين من المقاومات : مقاومة التيار المتناوب (r_a) ومقاومة التيار المستمر (R_a) حيث ان

$$r_a = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \qquad \dots (15)$$

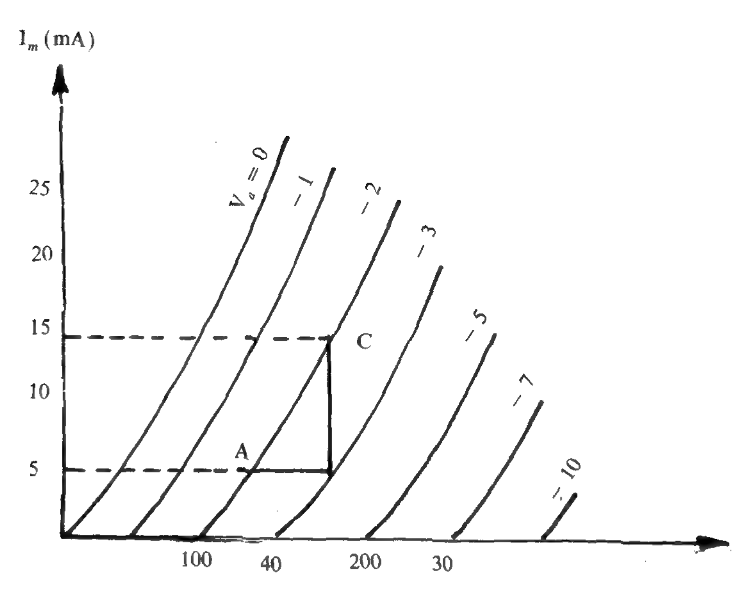
$$R_a = \frac{V_a}{I_a} \qquad \dots (16)$$

تتراوح قيمة المقاومة الداخلية للصمام الثلاثي بين 0.5 الى 100 kΩ وفي اغلب الاحيان تكون حوالي عدة كيلوغرامات ، ويلاحظ ، من الشكل (20) ان .

$$R_a = \frac{140}{5\,mA} = 28\ k\Omega$$

اما عند النقطة A فان

$$r_a = \frac{200 - 140}{(15 - 5)\,mA} = 6\ k\Omega$$



الشكل (٢٢) استخراج R_a , r_a للصمام الثلاثي من منحنيات الخواص .

جـ- عامل التكبير μ : - يعرف عامل التكبير للصمام الثلاثي المفرغ بانه النسبة بين التغير في فولتية الشبكة اللازم لاستعادة نفس قيمة تيار المصعد التي كان عليها قبل تغير فولتية المصعد ، اي ان

$$\mu = - \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g} \qquad \ldots (17)$$

ويجب ملاحظة اننا لانأخذ النسبة بين اي مقدارين اختيارين لـ $\Delta v_g , \Delta v_a$ بـل بين المقدارين اللذين يؤديان الى تغير واحد في تيار المصعد . وحيث ان تأثير جهد الشبكة ، على قيمة تيار المصعد اكبر بكثير من تأثير جهد المصعد ، لذا فان معامل التكبير هو قيمة مجردة توضح كم من المرات يكون تأثير جهد الشبكة على تيار المصعد اقوى من تأثير جهد المصعد . فاذا كان $\mu = 10$ فهذا يعني ان الشبكة تؤثر اقوى مما يؤثر المصعد بعشر مرات .

هذا ويمكن حساب قيمة μ من الشكل (١٩) - حيث ان

$$\mu = \frac{200 - 140}{-3-(-2)} = -\frac{60}{1} = -60$$

توضح هذه المعادلة ، انه للاحتفاظ بالتيار ثابتا ، لابد من تغير جهد المصعد وجهد الشبكة في اتجاهين مختلفين بحيث يجب ان يكون Δv_a اكبر من Δv_g بـ μ مرة . وهكذا فان الاشارة العالية في المعادلة اعلاه – تشير الى حدوث فرق طور قدره 180° بين v_g , v_a حيث تزداد v_a كلما قلت v_g .

تتراوح قيمة μ للصمامات الثلاثية بين 10 الى 100 ويعتمد معامل التكبير اساساً على كثافة الشبكة ، فكلما كانت الشبكة اكثف كلما كان حجبها للمهبط عن المصعد بدرجة اكبر ويؤثر وضع الشبكة بين المصعد والمحيط بدرجة اقل .

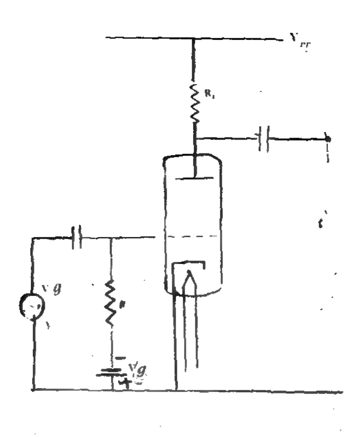
3 – 9 استعمالات الصمام الثلاثي

لاشك ان اختراع الصمام الثلاثي كان فاتحة عهد جديد في علم الالكترونات ، فدوائر ، كالتكبير والتذبذب والسيطرة ، لم تكن لتوجد لو لم يكن الصمام الثلاثي موجوداً . ومع هذا فان الاستعمال الرئيسي ، للصمام الثلاثي ، يبقى هو التكبير amplification . ويقصد بالتكبير ، كما ذكرنا سابقاً ، العمل على تقوية اشارات الجهد الداخلة الى دائرة مكبر الصمام الثلاثي واخراجها بشكل مكبر .

أ – دائرة مكبر الصمام الثلاثي :– ولقد وجدنا ان لجهد الشبكة تأثيرا على تيار المصعد اكبر بكثير مما لجهد المصعد نفسه وعليه فان تسليط جهد متناوب صغير على الشبكة سوف يؤدي الى احداث تغير متناوب وكبير في تيار المصعد . الان اذا ما ربطت مقاومة حمل R_L على التوالي في دائرة المصعد – انظر الشكل (٢٣) – فان مرور هذا التيار المتناوب للمصعد (i_a) في هذه المقاومة ، سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبرها ويكون مساويا لـ $i_a R_L$. من هنا يمكن القول ان تغيرا صغيرا في جهد الشبكة (اشارة جهد) يؤدي الى احداث تغير كبير في تيار المصعد ومن ثم ظهور اشارة جهد كبير عبر مقاومة الحمل او بعبارة اخرى ان اشارة الجهد في دائرة الشبكة ظهرت مكبره في دائرة المصعد.

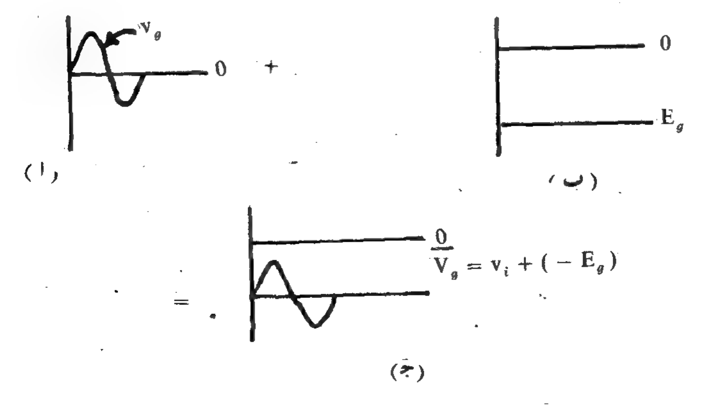
يلاحظ في الشكل (٢٣) ، وجود مصدر للجهد المستمر السالب (E_g) الى جانب الاشارة المتناوبة

ذكرت هذه الكلمة (الجهد) بصورة متعمدة للتدليل على ان الصمام الثلاثي هو مكبر للفولتية فقط دون التيار .

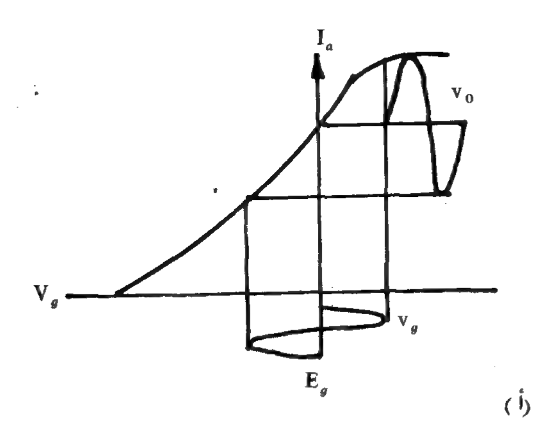


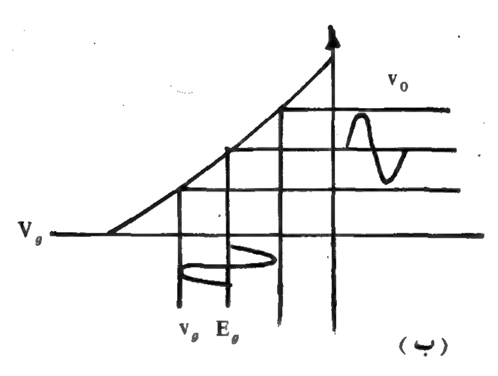
الشكل ٢٣

(V_g) . ان وجود مثل هذا الجهد السالب هوضروري ، اذا كان المطلوب هو الحصول على نسخة مكبرة من الاشارة الداخلة – اي استخدام مكبرمن نوع A الذي سيأتـــي شرحه لاحقاً – . ذلك لانه يشترط ان يكون جهد الشبكة (V_g) – انظر الشكل (٢٤) – سالبا على الدوام . وحيث ان الاشارة الداخلة (V_g) هي جيبية ، اي انها تحتوي على نصف موجب واخر سالب ، لذا فانه يتوجب والحالة هذه ان تكون قيمة (E_g) السالبة اكبرمن اعلى قيمة موجبة (جهد الذروة) تصلها v_g – لاحظ الشكل (٢٤ ج) . ان عدم وجود (E_g) يعني ان جهد الشبكة سوف يتبع الاشارة الداخلة في تغيرها وبالتالي فان تيار المصعد سوف يصل ، في حالة كون (v_g) موجبة ، الى حالة الاشباع مما يؤدي الى حدوث تشوه (قطع) في الموجه الخارجة – انظر الشكل (٢٥ أ) وقارن بينه وبين الشكل (٢٥ ب).



الشكل (٢٤) : – الموجه الداخلة + جهد الشبكـة





الشكل (٢٥) : — الطريقة البيانية لتوضيح عمل مكبر الصمام الثلاثي

ومما تجدر ملاحظته في الشكل (٢٥) ، النقاط الاتية :

أ– ان الشكل (٢٥) قد تم رسمه بالاستعانة بالخواص الحركية للصمام الثلاثي (خط الحمل والخواص التبادلية) على الرغم من عدم ظهور خط الحمل بشكل مباشر

2– في حالة عدم تسليط جهد على الشبكة فان تيارا مستمرا (I_a) سوف يسري في دائرة المصعد بسبب من وجود E_g . على اية حال ، عند تسليط الاشارة فان تيارا متناوبا (i_a) سوف يسري هو الاخر في دائرة المصعد وعليه فان تيار المصعد الكلي (i_a) يتكون من مركبتين : المركبة المستمرة (I_a) والمركبة المتناوبة (i_a) بحيث ان .

$$I_a = i_a + I_a \quad \dots (18)$$

وكذلك هو الحال بالنسبة لجهد المصعد ، يكون لدينا

$$v_a = V_a + v_a \quad \dots (19)$$

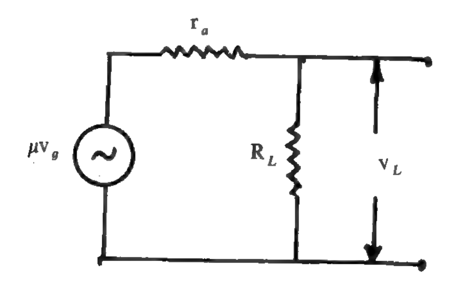
3- ان هناك فرقا في الطور مقداره $180°$ بين الموجة الخارجة والداخلة وهذا ما يفسر ظهور الاشارة السالبة في المعادلة (17) وكذلك يحقق المعادلة (9) بصورتها المتناوبة

$$v_a = V_{pp} - i_a R_L \quad \dots (20)$$

ب- الكسب في الجهد ومقاومة الحمل R_L : - تمثل الدائرة في الشكل (٢٦) دائرة مكافئة لدائرة التكبير للصمام الثلاثي . تحتوي هذه الدائرة على مولد للجهد المتغير μv_g . ان جهد الاخراج v_L ، عبر R_L ، يمكن كتابته باستخدام قانون مجزيء الجهد . بحيث ان

$$v_L = \frac{\mu v_g}{r_a + R_L} R_L \quad \dots (21)$$

حيث تمثل r_a مقاومة الصمام الثلاثي



الشكل (٢٦) : - الدائرة المكافئة لمكبر الصمام الثلاثي

وحيث ان الكسب في الجهد A_v هو النسبة بين جهد الاخراج وجهد الادخال ، لذا فان الكسب ، بعد التعويض في المعادلة (٢١) يكون مساويا لـ

$$A_v = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L} \quad \dots (22)$$

تشير المعادلة (22) الى ان كفاءة الصمام الثلاثي تزداد كلما كانت R_L اكبر من مقاومة الصمام r_a . ولكن الزيادة في قيمة R_L يرافقها بطبيعة الحال ، نقصان في قيمة تيار المصعد بسبب النقصان في فرق الجهد بين المصعد والمهبط والذي قد يجعل

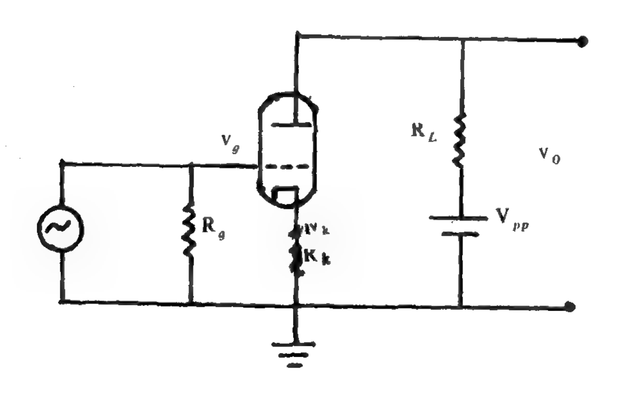
الصمام عاجزا عن تكبير الاشارات الداخلة - الكبيرة منها على الاخص - من غير تشويه لذا فان R_L تعتمد على حجم جهد الادخال وحجم الكسب المطلوب . ومهما يكن من امر فان قيمة R_L غالبا ما تكون اكبر او مساوية لعشرة امثال r_a .

10 - 3 طرق انحياز الصمام الثلاثي : Biasing of Triode

رأينا فيما مضى انه يلزم توفر مصدرين للجهد المستمر لتشغيل مكبر الصمام الثلاثي ، هما مصدر الجهد العالي V_{pp} ومصدر التغذية الخارجة للشبكة E_g - انظر الشكل (٢١) . وحيث ان استعمال مصدرين للجهد لايعد اقتصاديا وغير مرغوب فيه من الناحية العملية ، لذا يصبح من الضروري البحث عن طريقة ما لاختزال مصادر الجهد الى اقل ما يمكن - مصدر واحد مثلا .

ان تحقيق ذلك يمكن ان يتم عن طريق التغذية الخلفية وذلك من خلال .

أ- انحياز المهبط cathode bias - وهو اكثر الطرق شيوعاً في مكبرات الصمام الثلاثي يتم في هذه الطريقة ، ربط المقاومة R_k على التوالي مع المهبط - انظر الشكل (٢٧) .



الشكل (٢٧) : - مكبر الصمام الثلاثي مع R_k (انحياز المهبط)

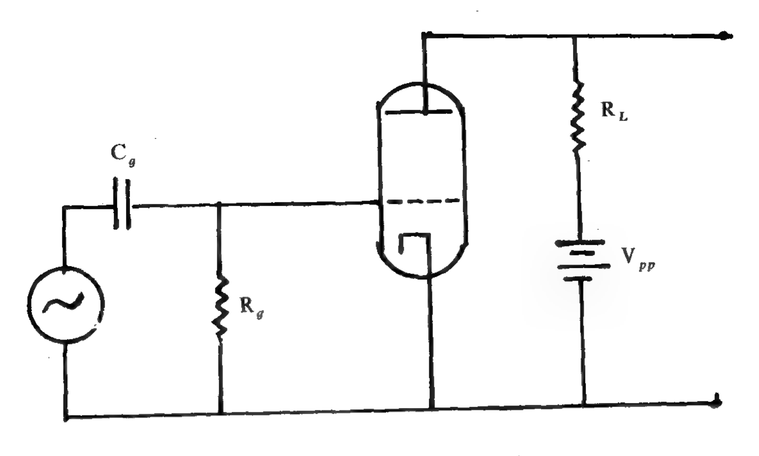
ان مرور تيار المصعد في المقاومة R_k سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبر هذه المقاومة وحيث ان جهد الشبكة هو صفر لذا فان الجهد الاخير سيكون سالباً بالنسبة الى جهد المهبط وهكذا تتحقق التغذية الذاتية .

على الرغم من ان ادخال المقاومة R_k قد الغى ضرورة استخدام مصدر التغذية الخارجي الا ان وجود مثل هذه المقاومة مع دائرة مكبر الصمام الثلاثي سوف يعمل على تقليل حجم التكبير لهذه الدائره وعلى النحو الاتي : – على فرض ان الاشارة الداخلة هي متناوبة عليه فان تيار المصعد سوف يزداد ويقل ، كما ذكرنا سابقاً ، تبعا لزيادة ونقصان هذه الاشارة . وحيث ان هذا التيار يمر في R_k ، كما رأينا توا – لذا فان الجهد (v_k) المتناوب سوف يزداد ويقل كذلك تبعا له . وبما ان اشارة الادخال ، كما يراها الصمام ، هي جهد الشبكة – المهبط (v_{gk}) التي هي حاصل طرح جهد المهبط من جهد الشبكة $(v_{gk} = v_g - v_k)$ ، فان هذا الجهد سوف يكون اصغر من جهد الاشارة الداخلة v_g وأن الاشارة الخارجة v_g سوف تساوي μv_{gk} بدلا من μv_g فقط وبالتالي تكون اصغر حيث ان μ مقدارا ثابتا وان v_g اكبر من v_{gk}

ان النقصان الكبير في حجم الجهد الخارج من جراء ادخال المقاومة R_k لايفرض علينا الاستغناء عن هذه المقاومة والعودة الى استخدام مصدر التغذية الخارجي وانما يدفعنا الى ايجاد طريقة اخرى تقلل من قيمة v_k وذلك عن طريق ايجاد ممر اخر للتيار المتناوب غير R_k ، في دائرة المهبط . يتم هذا عن طريق ربط متسعة C_k عبر المقاومة R_k . ان وجود هذه المتسعة سوف يعمل على الحفاظ على قيمة الجهد المستمر V_k ولكن في الوقت نفسه يكون ممرا سهلا في الجهد المتناوب v_k الى الارض . هذا وقد وجد عمليا ان القيمة المناسبة لـ R_k هي بدلالة X_{ck} هي $R_k = 10X_{ck}$ حيث ان $X_c = \frac{1}{\omega C}$ وان $\omega = 2\pi f$ وعلى فرض ان $f = 50$ هرتز .

ب– انحياز التسرب للشبكة grid leak bias : – يتم الحصول على هـــذا النوع من الانحياز عن طريق ربط المتسعة C_g والمقاومة ، العالية القيمة ، R_g الى دائرة الشبكة – انظر الشكل (٢٨) .

تعرف المقاومة R_g بمقاومة التسرب للشبكة وذلك لان تياراً شبكياً صغيراً سوف يسري خلالها للحصول على الانحياز المطلوب للشبكة ، عند تسليط اشارة الدخول وعلى النحو الآتي :– على فرض ان اشارة الدخول هي موجة جيبية لذا فان جهد الشبكة سيكون هو الاخر متناوبا . أو بعبارة أخرى سيكون مرة موجبا بالنسبة الى المهبط ومرة سالبا . خلال النصف الموجب من اشارة الدخول – انظر الشكل (٢٨) – تقوم المتسعة بسحب جزء من الالكترونات المنبعثة من المهبط ، لتعادل الشحنة الموجبة المتولدة على صفحتها الاخرى . ان ظهور هذه الشحنة السالبة على صفحة المتسعة ، من جهة الشبكة ، سوف يجعل من



الشكل (٢٨) : – مكبر الصمام مع C_g (انحياز التسرب للشبكة)

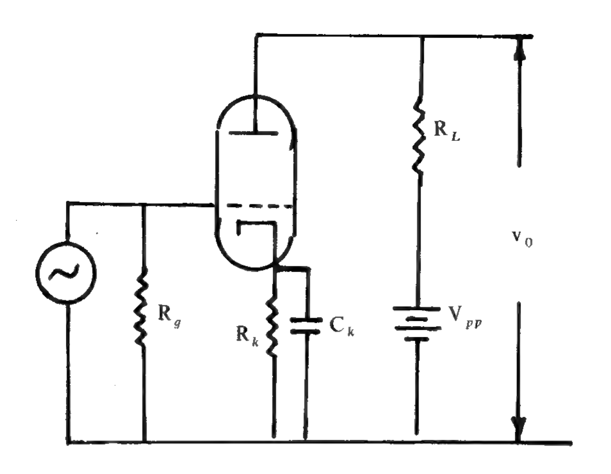
جهد الشبكة سالبا بالنسبة للمهبط . من جهة أخرى وخلال النصف السالب من اشارة الدخول يتوقف سريان الالكترونات وبالتالي فان الالكترونات التي تجمعت على صفحة المتسعة – خلال النصف الموجب من الموجة – سوف تضطر الى المرور خلال R_g – وصولاً الى المهبط ، لتحدث هبوطا سالبا في الجهد عبر R_g وهكذا يبقى جهد الشبكة سالباً ، بالنسبة الى جهد المهبط في كلا الحالتين وبهذه الطريقة يتم الحصول على جهد الانحياز المطلوب .

11 – 3 الدائرة العملية لمكبر الصمام الثلاثي : –

مما تقدم يتبين لنا ان الحصول على دائرة عملية لمكبر الصمام الثلاثي يمكن أن يتم عن طريق استبدال الدائرة في الشكل (٢٢) بالدائرة (٢٩) . حيث يلاحظ في هذه الدائرة وجود كل من R_k و C_k وكذلك R_g .

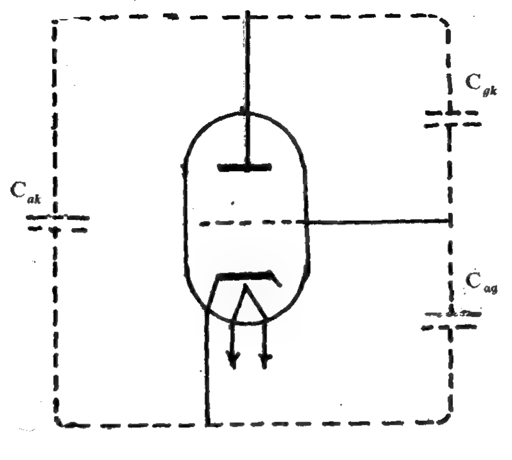
على الرغم من ان ادخال R_g – مثلا – في الغنى ضرورة استخدام مصدر التغذية الخارجي E_g وكذلك هو ادخال C_k قد زاد من الكسب في الجهد الا ان هذه الدائرة تبقى محدودة الاستعمال وذلك للاسباب الاتية :–

أ– صغر عامل التكبير (μ) حيث ان (μ) لايمكن ان يتجاوز 100 في أحسن الحالات .



الشكل (٢٩) : – مكبر الصمام الثلاثي مع C_k (متسعة امرار)

ب – وجود المتسعات الداخلية الزائغة interelectrod stray capacitances :
بين مكونات الصمام الثلاثي – انظر الشكل (٣٠) . على الرغم من ان قيمة هذه المتسعات صغيرة جداً في حدود 2 الى 12 بيكوفراد وان تأثيرها عند الترددات الواطئة لذلك يكون مهملاً، الا ان هذه المتسعات تكون عند الترددات العالية ، ذات أثر سلبي كبير على قيمة التحصيل في الجهد . فعلى سبيل المثال تقوم المتسعة بين المصعد والشبكة (C_{ag}) عند الترددات العالية بالسماح لجزء من الموجة الخارجة – نظراً لان الرادة السعوية لهذه المتسعة $\left(x_c = \frac{1}{2\pi fc} \right)$ ستكون صغيرة نوعا ما عند الترددات العالية ، بالعودة الى دائرة الشبكة . وحيث ان فرق الطور بين الاشارة الداخلة والخارجة هو 180° لذا فان تداخل هاتين الموجتين سيؤدي الى اضعاف الموجة الداخلة ومن ثم الى اضعاف حجم الموجة الخارجة وبالتالي التقليل من قيمة التكبير للصمام الثلاثي تبعا للعلاقة ($v_0 = \mu v_{1n}$) . كذلك هو الحال بالنسبة للمتسعتين C_{ak} و C_{gk} ، اللتين تغدوان ممراً سهلاً لمرور الموجتين الخارجة والداخلة وعلى التوالي ، الى الارض ومن ثم فان النتيجة النهائية لعمل تلك المتسعات هو التقليل من حجم التكبير وبالتالي تحديد مجال استعمال الصمام الثلاثي .

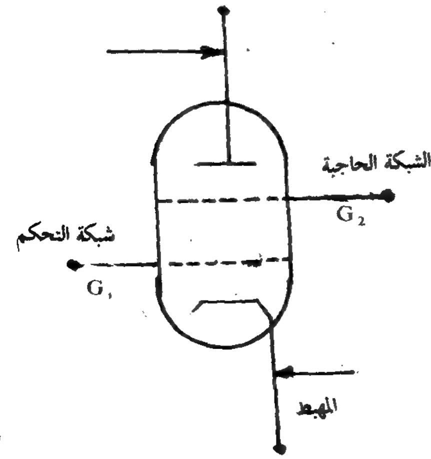


الشكل(٣٠) : - السعات الزائفة المرافقة للصمام الثلاثي

12 - 3 الصمام الرباعي

رأينا فيما تقدم انه على الرغم من مقدرة الصمام الثلاثي على التكبير الا ان وجود المتسعات الثلاث - الآنفة الذكر- يعمل على الحد من قيمة هذا التكبير على نحو ملحوظ على الاخص عند الترددات العالية .

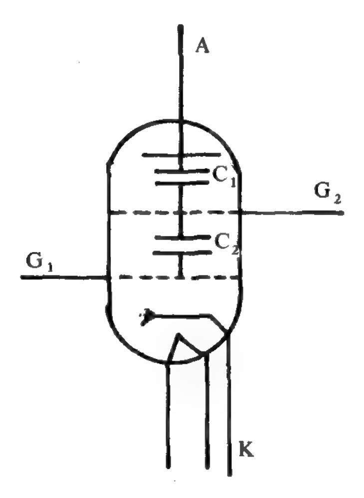
وعلى وفق ذلك ، فان وجود هذه المتسعات يعد أمراً غير مرغوب فيه في دوائر الصمام الثلاثي . وحيث ان ازالة هذه المتسعات يعد أمراً غير ممكن الا ان التقليل من تأثيرها يتم عادة ، عن طريق اضافة شبكة ثانية تدعى بالشبكة الحاجبة screen grid بين شبكة التحكم والمصعد . وبهذا يتولد لدينا صمام باربعة اقطاب يدعى بالرباعي tetrode - انظر الشكل (٣١) .



الشكل (٣١) : - الرمز المتداول للصمام الرباعي

3 - 12 - 3 وظيفة الشبكة الحاجبة :- ذكرنا تواً ، ان الهدف الاساس من ادخال الشبكة الحاجبة هو لحجب المصعد عن شبكة السيطرة وبالتالي التقليل من قيمة سعة المتسعة بين المصعد وشبكة السيطرة بالدرجة الاساس .

ان هذا الاختزال في قيمة السعة لـ C_{ag} يمكن فهمه من النظر الى الشكل (٣٢) . حيث نلاحظ ان ادخال الشبكة الحاجبة أدى الى استبدال المتسعة المذكورة اعلاه بمتسعتين هما C_1 - بين المصعد والشبكة الحاجبة و C_2 - بين الشبكة الحاجبة وشبكة السيطرة .



الشكل (٣٢) : - تقليل سعة المتسعة Cag بادخال الشبكة الحاجبة

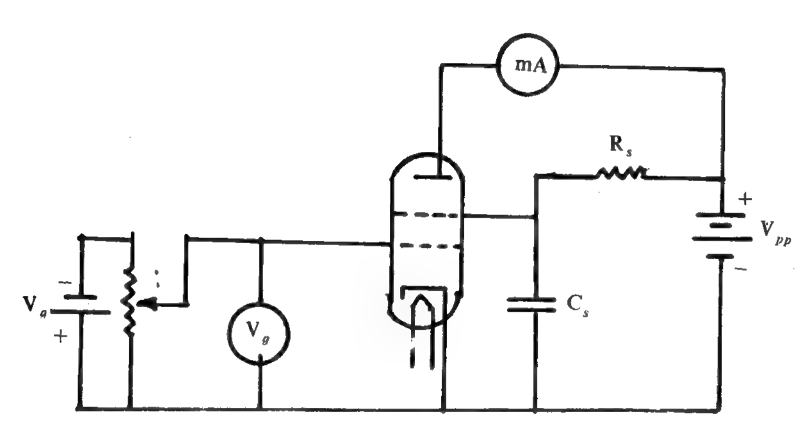
وحيث ان هاتين المتسعتين مربوطتان على التوالي لذا فان قيمة المتسعة المكافئة لهاتين المتسعتين - ستكون اقل بكثير من قيمة المتسعة C_{ag} . هذا وقد وجد ان قيمة المتسعة بين المصعد وشبكة السيطرة يمكن ان تختزل - عند ادخال الشبكة الحاجبة - الى حوالي 0.01 بيكوفراد . ان هذا الاختزال في قيمة C_{ag} كفيل بالغاء كافة صنوف التغذية الخلفية من المصعد الى الشبكة .

كذلك تقوم هذه الشبكة بحجب المهبط وشبكة التحكم عن تأثير المصعد . حيث انها تعيق مرور الجزء الاكبر من خطوط القوى للمجال الكهربائي للمصعد . ونتيجة لتأثير الحجب هذا فان تحكم جهد المصعد في تيار المصعد سوف يصبح اضعف بمئات المرات

من تأثير شبكة التحكم وبالتالي يمكن ان يبلغ معامل التكبير في الصمام الرباعي عدة مئات من المرات .

2 - 12 - 3 طريقة ربط الصمام الرباعي :- يبين الشكل (٣٣أ) الطريقة التي يتم فيها ربط الصمام الرباعي في الدوائر الكهربائية ، ويلاحظ في هذه الدائرة مايأتي :-

أ- كما هو الحال في ربط الصمام الثلاثي يتم ربط شبكة السيطرة الى جهد سالب والمصعد الى جهد - عال نسبيا - وموجب بالنسبة الى المهبط .



الشكل (٣٣أ) : - ربط الصمام الرباعي في الدروائر الالكترونية

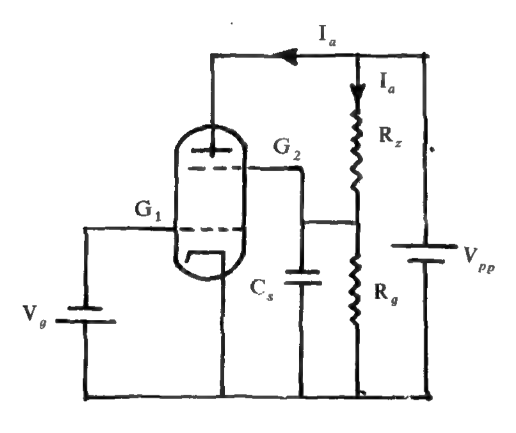
ب- تم ربط الشبكة الحاجبة الى جهد المصعد ولكن من خلال المقاومة R_s وذلك لجعل جهدها أقل نوعا ما من جهد المصعد . ان مرور التيار خلال دائرة الشبكة الحاجبة سوف يعمل على احداث هبوط في الجهد عبر هذه المقاومة وعليه فان جهد الشبكة الحاجبة سيكون مساويا لـ $(V_{pp} - i_s R_s)$. هذا ويمكن حساب R_s من معرفة V_{pp} و I_s وكذلك جهد الشبكة اللازم حيث ان

$$R_s = \frac{V_{pp} - V_s}{i_s} \qquad \dots (23)$$

على الرغم من ان هذه الطريقة توفر الجهد اللازم لشبكة الحجب الا انها لاتخلو من بعض العيوب ويتلخص عيب هذه الطريقة في ان الجهد V_s يتغير بتغير نظام تشغيل الصمام .

وفعلا اذا تغير جهد التسخين او جهد المصعد او جهد شبكة السيطرة سيتغير I_s وبالتالي يتغير هبوط الجهد على R_s ومن ثم يتغير جهد شبكة الحجب .

على اية حال ، يمكن الحصول على استقرار أعلى لجهد الشبكة الحاجبة بأستخدام مقسم الجهد المتكون من المقاومتين R_1 و R_2 الموصلتين على التوالي – الشكل (٣٤ ب). ففي هاتين المقاومتين – التي تزيد قيمتهما عن عدة عشرات الكيلو اومات – يمر باستمرار تيار قدره $\left(I_D = \frac{V_{pp}}{R_1 + R_2} \right)$ ويكون الجهد الحاجب والناتج عن مرور هذا التيار مساويا لـ $I_D R_1$.



الشكل (٣٣ ب) R_2 , R_1 في دائرة الصمام الرباعي

على الرغم من ان الدائرة ذات المجزء للجهد – الشكل ٣٤ – غير اقتصادية لكون التيار I_D ضاراً وغير نافع – الا انها تكفل استقراراً عاليا لجهد الشبكة الحاجبة ذلك لان التيار I_D لايعتمد على نظام تشغيل معين للصمام وكلما كان التيار I_D اكبر بالمقارنة مع I_s كان الجهد V_s اكثر استقراراً .

جـ – تم ربط المتسعة C_s بين الشبكة الحاجبة والارضية . ان وظيفة هذه المتسعة هو للحفاظ على قيمة الجهد المستمر للشبكة الحاجبه (V_s) ثابتا (لاتستطيع مركبة التيار المستمر من المرور خلال هذه المتسعة بينما تكون متصلة بالارض في الوقت نفسه بالنسبة

لمركبة التيار المتناوب والناتج – كما ذكرنا – عن تسليط جهد الشبكة المتناوب الذي يؤدي بدوره الى احداث تغير في التيار المار من المهبط الى المصعد) . وعليه فان وجود المتسعة C_s سوف يعمل على امرار كل التموج الحاصل في V_s الى الارضية وبذلك تحجب التغذية الخلفية الى حد كبير . يتم حساب قيمة C_s من المعادلة

$$10\, x_{c_s} = R_s \quad \dots (24)$$

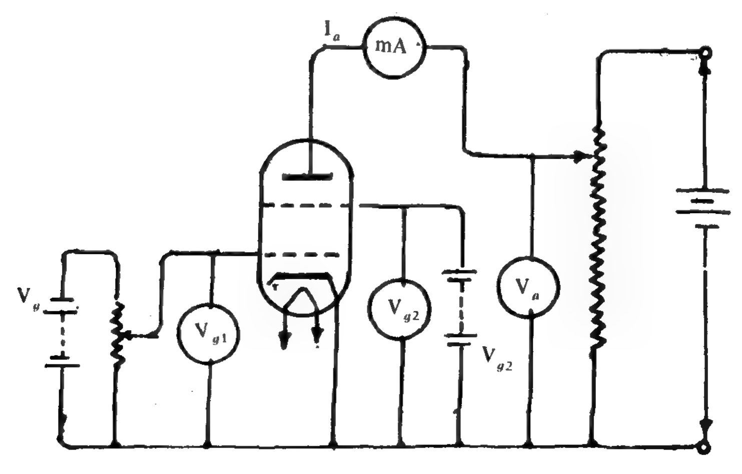
او ان

$$C_s = \frac{5}{\pi f R_s} \quad \dots (25)$$

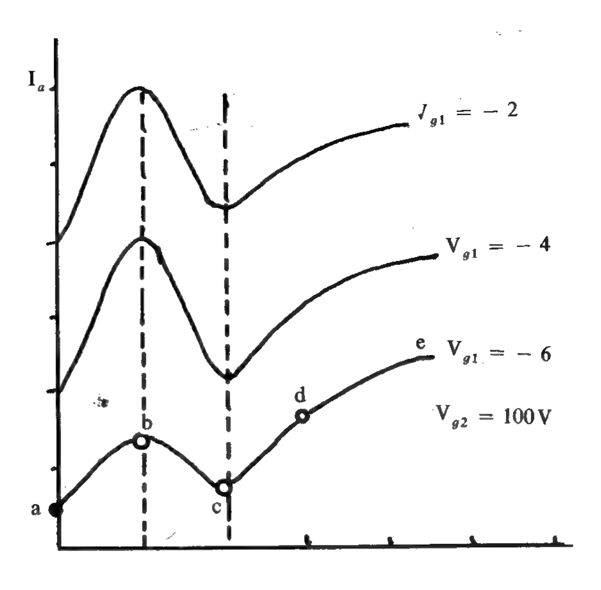
حيث يمثل f اقل تردد للموجة الداخلة V_g.

13 – 3 مميزات الصمام الرباعي : –

بالامكان الحصول على مجموعة المنحنيات المسماة بمنحنيات خواص المصعد للصمام الرباعي من خلال دراسة التغير في I_a مع الجهد V_a عند تثبيت جهد الشبكة V_g عند قيمة معينة لكل منحى وكذلك عند وضع جهد الشبكة الحاجبة V_s عند قيمة معينة تكون ثابتة لجميع الحالات ويبين الشكل (٣٤) دائرة الصمام الرباعي المناسبة لدراسة مميزاته والحصول على منحنيات الخواص المبينة في الشكل (٣٥) .



الشكل (٣٤) : – الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص للصمام الرباعي



الشكل (٣٥) : – منحنيات الخواص للصمام الرباعي .

أ– على الرغم من ان V_a اقل من V_s في البداية على الأقل– فان تيار المصعد يستمر في الزيادة مع زيادة الجهد V_a – الجزء ab من المنحنى . ذلك لان معظم الالكترونات تستطيع النفاذ خلال كل من G_1 وG_2 وصولاً الى المصعد .

ب– مع زيادة V_a يبدأ تيار المصعد بالنقصان بدلاً من الزيادة – الجزء bc – ومولدا انبعاجاً في منحنى الخواص ويمكن ارجاع هذا النقصان في تيار المصعد الى ظاهرة الانبعاث الثانوي للالكترونات secondary emission . ذلك ان اصطدام الالكترونات ذات السرع العالية بالمصعد سوف يؤدي الى انبعاث الكترونات اخرى من سطح المصعد . وعلى الرغم من ان هذا يحدث ايضا في الصمام الثلاثي الا ان هذه الالكترونات الثانوية لاتسبب اي اضطراب في تيار المصعد ذلك لان جهد الشبكة السالب – في هذا الصمام يعمل على ارجاع هذه الالكترونات الى المصعد . اما في الصمام الرباعي فان الشبكة الحاجبة ذات الجهد الموجب تجذب هذه الالكترونات فتسبب سريان تيار معاكس لتيار المصعد وذلك في حالة كون جهد المصعد أقل من جهد الشبكة الحاجبة وبذلك فان تيار المصعد يقل بدلا من ان يزيد

ج– يعود التيار مرة اخرى الى الزيادة عند زيادة جهد المصعد – انظر الجزء cd – ذلك ان زيادة هذا الجهد الى القيمة التي يكون معها اكبر من جهد الشبكة الحاجبة .

سوف تمكنه من تسليط قوة جذب على الالكترونات الثانوية اكبر مما يبديه جهد الشبكة الحاجبة وبذلك يتوقف سريان التيار المعاكس وتزداد لذلك قيمة تيار المصعد .

د- عند الاستمرار في زيادة V_a فان I_a يستمر في الزيادة ولكن بصورة اقل مما هي عليه في السابق الى ان يثبت عند قيمة معينة لايتعداها على الرغم من الاستمرار في زيادة v_a . ذلك لان V_a يصل الى القيمة التي يصبح معها قادرا على جذب جميع الالكترونات المنبعثة من المهبط وحيث ان عدد هذه الالكترونات هومحدود لذا فان التيار سوف يثبت عند هذه القيمة ولا يتعداها - الجزء de .

14 - 3 ثوابت الصمام الرباعي

لاتختلف ثوابت الصمام الر باعي من حيث المعنى عن مثيلاتها في الصمام الثلاثي ، الا ان هناك بطبيعة الحال اختلافاً في قيمتها وسنتعرض لهذه الثوابت على التعاقب.

أ- مقاومة المصعد المتغيرة (r_a) : - بسبب من الحجب الذي تحدثه الشبكة الحاجبة ، لذا فان تأثر جهد المصعد سيكون اقل مما هوعليه في الصمام الثلاثي على تيار المصعد .وبذلك فان $\left(\frac{\Delta v_a}{\Delta i_a}\right)$ سيكون اكبر مما هوعليه في الصمام الثلاثي وتتراوح قيمة r_a للصمام الرباعي ما بين 70 الى 100 كيلو أوم .

ب- عامل التكبير (μ): ذكرنا تواً ان تأثير V_a على I_a أصبح أقل مما هو عليه في الصمام الثلاثي بعد أدخال الشبكة الحاجبة وعليه فان هذا يعطي موقعاً أفضل لشبكة السيطرة للتحكم بالتيار وعليه فان $\left(\frac{\Delta v_a}{\Delta v_g}\right)$ يكون اكبر للرباعي كما هو للثلاثي هذا وان قيمة (μ) تكون في حدود (500) مقارنة بتلك التي للصمام الثلاثي (100) .

ج- التوصلية التبادلية (g_m) : - لدينا من المعادلة (14) وان :

$$g_m = \frac{\Delta i_a}{\Delta v_g} \quad \dots (14)$$

او ان

$$g_m = \frac{\Delta i_a}{\Delta v_a} \cdot \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g} \quad \dots (26)$$

لدينا ان $r_a = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a}$ وكذلك $\mu = \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g}$ وعليه فان المعادلة (26) تصبح بالصورة

$$g_m = \frac{\mu}{r_a} \quad \ldots (27)$$

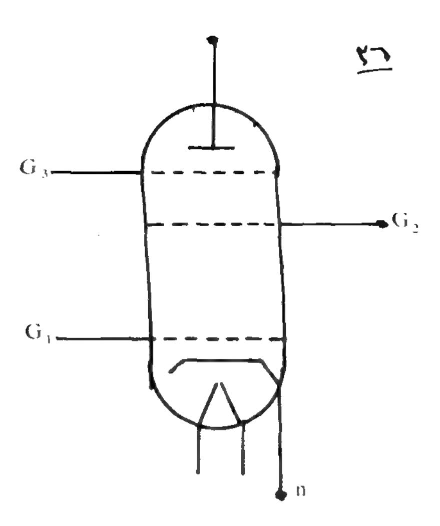
وبما ان μ و r_a كبيران لذا فان قيمة g_m سوف لاتتغيركثيراً عما هي عليه في الصمام الثلاثي . وفي الحقيقة تكون اقل بقليل في الصمام الرباعي مما هي عليه في الصمام الثلاثي وتكون في حدود 1 الى 1.5 ملي مهو .

15 - 3 الصمام الخماسي The Pentode

على الرغم من ان ادخال الشبكة الحاجبة في الصمام الرباعي قد عمل على زيادة الحواجزبين المصعد وشبكة السيطرة مما ادى الى التقليل من قيمة سعة المصعد –الشبكة ، الا ان امتلاك الصمام الرباعي لمقاومة سالبة ، بسبب من النقصان الحاصل في تيار المصعد نتيجة لحدوث ظاهرة الانبعاث الثانوي ، يحد من كثرة استعماله الا في بعض الاغراض العملية الخاصة ومنها البث الراديوي .

على أية حال لالغاء تأثير ظاهرة الانبعاث الثانوي غير المرغوب فيها في الصمام الرباعي يتم ادخال شبكة ثالثة الى هذا الصمام بين المصعد والشبكة الحاجبة تدعى بالشبكة المخمدة (suppressor grid) وهذا يعطي صماماً بخمسة اقطاب يدعى بالخماسي (pentode) – انظر الشكل (36) . ومن الجدير بالذكر ان هذه الشبكة تكون عادة غير كثيفة لذا فهي لاتضعف تأثير المصعد بنفس القوة التي تضعفه بها شبكة الحجب . وبهذا فان الصمام الخماسي يحتوي على مهبط ومصعد وثلاث شبكات : تدعى القريبة منها المهبط بشبكة السيطرة G_1 والتي تليها بالشبكة الحاجبة G_2 اما الثالثة فتسمى بالشبكة المخمدة G_3 وتربط هذه الاخيرة الى المهبط وتعمل على :

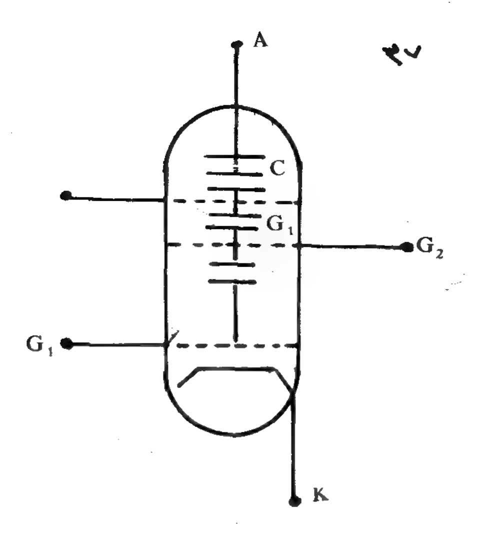
أ– ازالة تأثير ظاهرة الانبعاث الثانوي للالكترونات على عمل الصمام الخماسي ذلك لان ربطها الى المهبط سيجعل من جهدها سالبا بالنسبة الى المصعد وبذلك فأن الالكترونات الثانوية المتولدة عند المصعد سوف لن تصل الى الشبكة الحاجبة وانما تعود ثانية الى المصعد من جراء التنافر بينها وبين الشبكة الخانقة وعليه فان ظاهرة الانبعاث الثانوي، سوف تزول وان الانبعاج الحادث في منحنيات الصمام الرباعي سوف يختفي .



الشكل (٣٦) : – الرمز المتداول للصمام الخماسي

ب – زيادة عامل التكبير . وذلك لأن ادخال الشبكة الخانقة في الصمام الخماسي سوف يقلل من تأثير جهد المصعد على تيار المصعد بحيث ان هذا الاخير لايتغير كثيرا عند زيادة جهد المصعد كما هو عليه الحال في الصمام الثلاثي ومن ذلك نستنتج ان مقاومة المصعد (r_a) تكون عالية جدا في الصمامات الخماسية وتتراوح بين 0.1 و 2 ميكااوم . كذلك فان هذا الادخال سوف يعطي شبكة السيطرة موقعا افضل للتحكم بمرور تيار المصعد مما يعني زيادة عامل التكبير . هذا وتتراوح قيمة عامل التكبير (μ) في الصمامات الخماسية بين 100 الى 10000 . اما قيمة معامل التوصيل g_m فانها مشابهة لتلك التي في الصمام الثلاثي . اذ تتراوح في الصمامات الخماسية بين 1 الى 50 ملي أمبير لكل فولت .

جـ – تقليل سعة المصعد – الشبكة (C_{ag}) . وذلك عن طريق خلق متسعة اضافية تكون على التوالي مع C_1 و C_2 – الشكل (٣٧) – ان هذا النقصان الكبير في قيمة (C_{ag}) سوف يعمل على الغاء ظاهرة التغذية الخلفية . وبهذا فان الصمام الخماسي يستخدم كمكبر للاشارات ذات الترددات العالية جدا (وكذلك الترددات السمعية) حيث يتعذر استعمال الصمام الثلاثي من الناحية العملية عند مثل هذه الترددات .



الشكل (٣٧) : – المتسعات في الصمام الخماسي

16 – 3 مميزات الصمام الخماسي : –

يبين الشكل (٣٨) دائرة نموذجية تم فيها ربط الصمام الخماسي ، ويلاحظ في هذه الدائرة مايأتي :–

أ– تم ربط الشبكة المخمدة الى المهبط وبذلك اصبح جهدها مساويا لجهد المهبط وسالبا بالنسبة الى جهد المصعد .

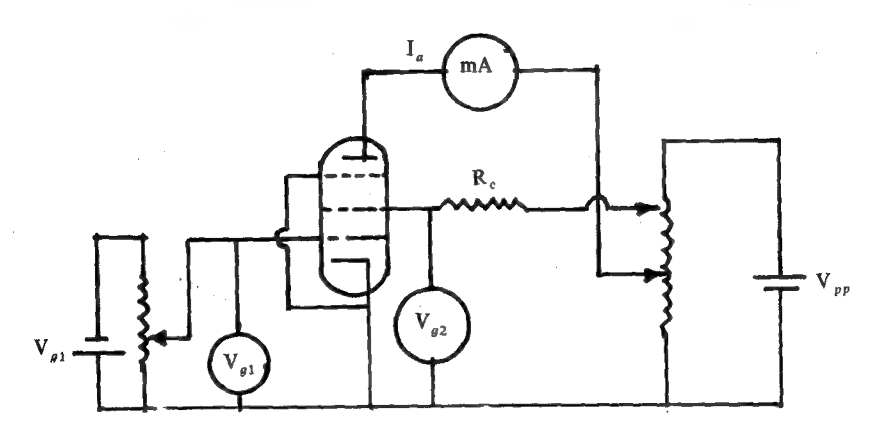
ب– تم الحصول على جهد الشبكة الحاجبة من المصدر V_{pp} بدلاً من استخدام مصدر آخر. ويمكن ربط الشبكة هذه الى V_{pp} مباشرة اذا كان المطلوب ان جهد التشغيل لهذه الشبكة مساويا لـ V_{pp} ، اوربطها خلال R_s اذا كان جهد التشغيل المطلوب هو اقل من V_{pp} . هذا ويمكن حساب R_s بالطريقة الآتية :

أفرض ان $V_{pp} = 250$ فولت وان جهد التشغيل المطلوب للشبكة الحاجز ، هو 100 فولت لذا فان مقدار الهبوط في الجهد حول R يكون مساوية لـ 150 فولت ، عليه فان $R_s = \frac{150}{\text{تيار الحجب}}$ ، فاذا كان $V_g = -4$ فولت وكان تيار الحجب مساويا

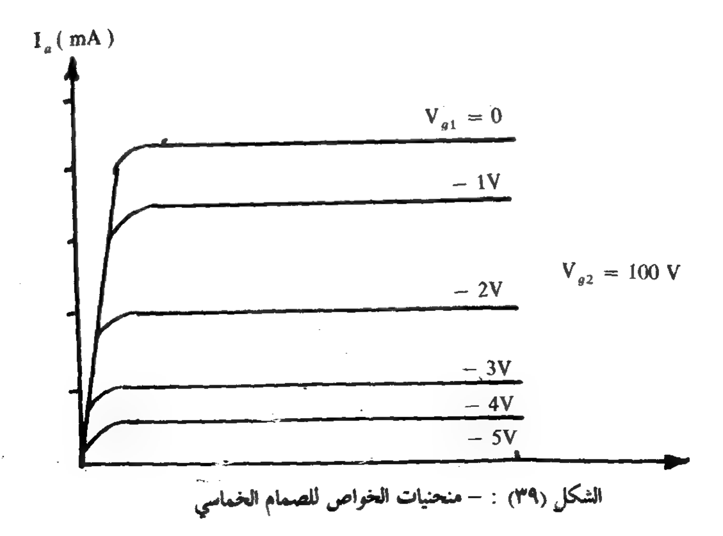
لـ 1.5 ملي امبيرفان R_s تكون مساوية لـ 100 كيلوأوم .

يبين الشكل (٣٩) مجموعة من منحنيات الخواص لصمام خماسي نموذجي ، ملاحظة هذه المنحنيات نستطيع القول بما يأتي :-

أ- بعد قيمة معينة لـ V_a - يدعى جهد العتبة - يلاحظ ثبوت تيار المصعد عند قيمة معينة ويصبح غير معتمد على هذه الفولتية . لذا فان الخماسي يمكن اعتباره مصدراً للتيار الثابت ويكون عمل الخماسي - كمكبر - عادة في هذه المنطقة .



الشكل (٣٨) : - الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص للصمام الخماسي



الشكل (٣٩) : - منحنيات الخواص للصمام الخماسي

ب – اختفاء الانبعاج في هذه المنحنيات مما يدل على اختفاء ظاهرة الانبعاث الثانوي.

جـ – ان العلاقة بين V_a و I_a ، قبل جهد العتبة ، تكون غير خطية .

واخيراً لابد من ان نذكر ان هناك صمامات ذات اقطاب اكثر من خمسة كالسداسي hexode والسباعي heptode والثماني octode وقد يحتوي الغلاف الواحد على عدد من العناصر التي تكون صمامين او اكثر يمكن ان يستخدم كل صمام منها في غرض معين ويوصل بدائرة خاصة به في انفصال تام عن بعضها الاخر .

اسئلة ومسائـل

1) اذكر مكونات الصمام الثنائي المفرغ ثم اشرح وظيفة كل عنصر .
2) علل مايأتي
أ- التسخين غير المباشر افضل من التسخين المباشر .
ب- الفتائل المطعمة أفضل من غيرها .
جـ- يفضل تفريغ الصمام تفريغاً جيداً .
د- يصعب الحصول على تفريغ تام .
3) اشرح بالتفصيل الكيفية التي تؤثر فيها وجود الشوائب في المواد على التقليل من دالة الشغل لهذه المواد .
4) اشرح بالتفصيل الخطوات اللازمة للحصول على تفريغ جيد .
5) ماالمقصود بشحنة الفراغ . وضح تأثيرها على تيار الصمام الثنائي ؟
6) اشتق المعادلة رقم (1) .
7) لماذا لايزداد تيار الانود خطيا مع جهد الانود ؟ وضح ذلك
8) ارسم الدائرة العملية على مميزات الصمام الثنائي المفرغ ثم اشرح وظيفة كل عنصر فيهـا .
9) وضح بالتفصيل تأثير درجة الحرارة على شكل منحى الخواص للصمام الثنائـي المفرغ .
10) لماذا يصل تيار الانود الى حالة الاشباع في حالة المهابط الاعتيادية ولا يحدث ذلك في المهابط المغطاة بالاكاسيد .
11) ماالمقصود بثوابت الصمام . عددها ثم بين فوائدها .
12) ماالفرق بين R_a , r_a . وضح ذلك .
13) اذكر مكونات الصمام الثلاثي . ثم اشرح وظيفة كل عنصر .
14) بين كيف يتأثر ارتفاع حاجز الجهد مع تغير الجهد الشبكي .
15) لماذا يكون ادخال الشبكة ضرورياً للحصول على عملية التكبير ؟ وضح بالتفصيل
16) اشرح تأثير الشبكة على المجال الكهربائي للمهبط .
17) ما المقصود بالخواص الساكنة . ارسم الدائرة المناسبة للحصول عليها .
18) ما المقصود بالخواص الحركية . ارسم الدائرة المناسبة للحصول عليها .
19) عرف خط الحمل المستمر ثم وضح كيف يتم تعيينه .

20) ما المقصود بثوابت الصمام الثلاثي ؟ وضح ذلك ثم بين تأثيرها على عمل الصمام الثلاثي .

21) اذكر أهم استعمالات الصمام الثلاثي .

22) اشرح معنى الشكل (24)

23) عدد أهم طرق انحياز الصمام الثلاثي وفاضل بينهما . اختر الطريقة المناسبة

24) اذكر أهم محاسن وعيوب الصمام الثلاثي

25) ماالمقصود بالشكل (30) اشرح بالتفصيل

26) ما الصمام الرباعي وما السبب الذي ادى الى ظهوره

27) ما وظيفة كل من R_1 و R_2 و C_2 في الشكل (34)

28) اشرح سبب ظهور الشكل (35) بهذه الصورة

29) قارن بين ثوابت الصمام الرباعي والثلاثي .

30) ارسم منحنيات الخواص للصمام الخماسي ثم اشرح بالتفصيل سبب ثبوت التيار بعد قيمة معينة للجهد

31) مكبر ثلاثي بعامل تكبير قدره 20 ومقاومة انود (a.c) 10kΩ . اذا كانت مقاومة الحمل تساوي 15 kΩ . فاحسب الكسب في الفولتية لهذا المكبر .

32) اذا استبدلت المقاومة في السؤال (31) بملف خانق ذي مقاومة 20 Kn وحثية 7500 mH عند التردد 600 KHZ فما هي الفولتية الخارجة .

33) اذا كان تيار الانود لصمام ثلاثي يساوي 4.5 mA عند $V_{pp}=300V$ و $V_g=-10V$ فاذا قلل V_{pp} الى 250V وزيد V_g الى (‎-7.5V) وبقي التيار ثابتاً . فاحسب معامل التكبير لهذا الصمام .

34) اذا كانت التوصلية التبادلية لصمام ثلاثي هي 1.5 mA/V وكانت مقاومة الانود 12 kΩ فاحسب معامل التكبير .

35) ثلاثي بتيار أنود 10mA عند $V_{pp} = 200V$ و $V_g = oV$. اذا ما قللت V_g الى ‎-4V و V_{pp} الى 100V فان التيار يصبح عندها 5mA جد (أ) مقاومة الانود (ب) معامل التكبير (ج) التوصلية التبادلية

36) ما هي وظيفة C_k و R_k وكيف يتم حسابها ؟

37) كيف يتم حساب مقاومة الحجب ؟

38) اذا كان تيار الانود يزداد بالمقدار 0.2 ملي امبير عند تغير V_g بمقدار ١ فولت فما هو التغير في V_{pp}

39) اذا كان تيار الانود في دائرة الصمام الثلاثي يتغير تبعاً للعلاقة

$$i_a = 41\,(V_p + 10V_g) \times 10^{-6}\ A$$

فاحسب (۱) معامل التكبير (ب) التوصلية التبادلية (ج) المقاومة r_a

40) في مكبر صمام ثلاثي اذا تغير V_g من 4- الى 6 - فولت فان التيار I_a سوف يتغير من 5 الى 10 ملي أمبير مؤدياً الى تغير في فولتية الانود من 80 الى 100 فولت احسب مقاومة الحمل المربوطة مع هذا المكبر وكذلك V_{pp}

41) مكبر صمام ثلاثي يعمل عند $V_g = -4V$ و $V_{pp} = 150V$ ويكون التيار $I_a = 7mA$ الان اذا تغيرت V_g الى $-7V$ و V_{pp} الى $210V$ فان I_a يصبح $4mA$ احسب (أ) R_L و V_{pp} (ب) اذا كان $\mu = 20$ فما هو التغير اللازم في V_{pp} للحصول على تيار أنود (7mA)

الفَصلُ الرَابع

فيزياء اشباه الموصلات

Semiconductor Physics

4 – 1 المقدمة :

تحضى المواد شبه الموصلة في الوقت الراهن ، بأهمية بالغة وذلك لاستخدامها في تصنيع معظم الاجهزة الالكترونية الحديثة . ان اي دراسة شاملة ومعمقة لهذه المواد لغرض فهم سلوكها الكهربائي ، يجب ان تبدأ بالتركيب الذري للمواد وذلك لغرض الوقوف على أهم النماذج الذرية مروراً بانموذج ثومسون ووصولا الى انموذج النظرية الكمية للذرات.

ان انموذج النظرية الكمية للذرات سوف يقود بالضرورة الى شرح نظرية الحزم للمواد ومن ثم التعرف على مخطط الطاقة الخاص بكل من الموصل والعازل وشبه الموصل . وحيث ان هذا الفصل مكرس لاشباه الموصلات لذا فان بقية الفصل ستكون خاصة بهذه المواد : الذاتية منها والشائبة وكذلك اوجه الاختلاف بينهما من حيث السلوك الكهربائي . سنتطرق في هذا الفصل ، ايضا ، الى نوعي التيار الذي يسريان في اشباه الموصلات : تيار الحمل الناتج عن حركة كل من الالكترونات والفجوات وتيار الانتشار الناتج عن انتشار الالكترونات والفجوات بسبب في الاختلاف الحاصل في تركيز كل منهما عند النقاط المختلفة في شبه الموصل .

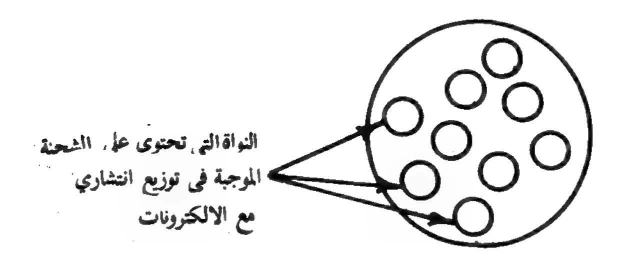
2 – 4 النماذج الذرية الكلاسيكية Classical Atomic Models

لقد ادى اكتشاف الالكترون من قبل ثومسون J. J. Thomson عام 1897 ، الى فهم اكبر من ذي قبل للتركيب الذري وذلك من خلال الاستنتاج .

أ – بان جميع ذرات المواد تحتوي على هذه الالكترونات وحيث ان الالكترونات تمتلك شحنات سالبة وان الذرات ككل متعادلة كهربائياً لذا فان كل ذرة يجب ان تحتوي على عدد كاف من الشحنات الموجبة لتعادل الشحنات السالبة للالكترونات .

ب – ان كتلة الالكترون صغيرة بحيث يمكن اهمالها بالنسبة لكتلة اخف ذرة مما يدل على ان معظم كتلة الذرة ناتجة عن كتل الجسيمات التي تحتويها النواة .

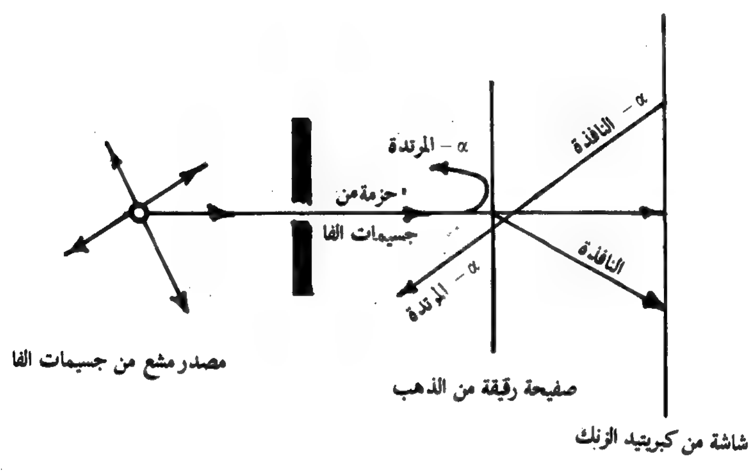
وعلى هذا لاساس فقد اقترحت عدد من النماذج الذرية التي تصف وضع الشحنات السالبة والموجبة داخل الذرة وكان من ابرزهاإنموذج ثومسون للذرة والذي ينص على ان الذرات هي اجسام كروية منتظمة نصف قطرها حوالي (10^{-10}m) تحمل شحنات موجبة مرصعة بالالكترونات – انظر الشكل (1)



الشكل (١) : انموذج ثومسون

وعلى الرغم من اهمية التركيب الذري للمواد فان دراسة تجريبية لأنموذج ثومسون لم تتم الا بعد مرور ثلاثة عشر عاما من تقديمه حيث قام كل من كايكر ومارسدين Geiger and Marsden عام ١٩١١ بناءاً على توجيه من العالم ارنيست راذرفورد Rutherford ، بتجربة تم فيها استخدام جسيمات الفا alpha particles المنبعثة من العناصر المشعة (كعنصر الراديوم Ra على سبيل المثال كأداة فاحصة لتركيب الذرات .

ان النتيجة التي حصل عليها مايكرومارسدين تتلخص في ان معظم جسيمات الفاقد استطاعت اختراق الصفيحة الذهبية - انظر الشكل (٢) — بدون انحراف مما يشير الى ان معظم الذرة هو فراغ . الا انه لوحظ ايضاً ان هناك عددا من هذه الجسيمات عانت انحرافات كبيرة جدا وبصورة غير متوقعة والحقيقة هي ان بعضا من هذه الجسيمات قد ارتدت بالاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصلي . ولما كانت جسيمات الفا ثقيلة نسبياً (اثقل بحوالي 7000 مرة من كتلة الالكترون) وان الجسيمات المستخدمة في التجربة سريعة جدا لذا فانه من البديهي الاستنتاج بان هناك قوة كبيرة جدا أثرت على هذه الجسيمات وعملت على ارتدادها في الاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصلي

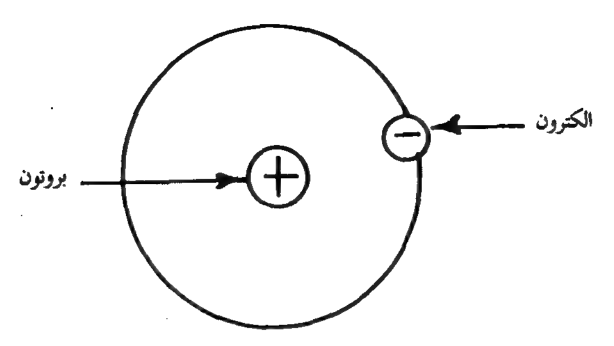


الشكل (2) تجربة راذرفورد

لتفسير هذه النتائج والتي عرفت باستطارة راذرفورد افترض هذا الاخير وجود مجال كهربائي قوي داخل الذرة وان كل جسيم من الفا انحرف عن اتجاهه كان بتأثير

مجال ذرة واحدة . لتعليل وجود مثل هذا المجال الكهربائي افترض راذرفورد ان جميع شحنة الذرة الموجبة وكتلتها متجمعة في حجم صغير جدا من الذرة سماه بالنواة وان الالكترونات تمثل الحيز الموجود خارج النواة – انظر الشكل (٣) .

ان تقديرات عددية بسيطة لشدة المجال الكهربائي توضح لنا الفارق الكبير بين انموذج ثومسن وانموذج راذرفورد للذرة . فلوافترضنا ان الشحنة الموجبة في ذرة الذهب



الشكل (٣) : – انموذج راذرفورد للذرة

في انموذج ثومسن ، منتشرة بصورة متجانسة في جميع حيز الذرة واهملنا تأثير شحنة الالكترونات السالبة لوجدنا ان اقصى قيمة لشدة المجال الكهربائي في هذه الذرة حوالي (10^{13}V/m) . من ناحية اخرى لو درسنا شدة المجال الكهربائي على سطح نواة ذرة الذهب لراذرفورد لوجدناه يزيد على (10^{21} V/m) اي هو اكبر بحوالي 10^8 مرة من شدة المجال الكهربائي في انموذج ثومسن . ان هذا المجال الكهربائي الشديد يستطيع ان يولد انحرافاً كبيرا في مسار جسيمات الفا السريعة التي تقترب من الذرة على حين لايستطيع المجال الكهربائي الضعيف في ذرة ثومسن ان يولد مثل هذه الانحرافات .

3 – 4 انموذج بور Bhor Model

لقد رأينا توا ان انموذج راذرفورد للذرة يفترض ان الذرة تتكون من نواة ثقيلة موجبة متمركزة في حيز صغير جدا في مركز الذرة تحيط بها الكترونات كافية على مسافة كبيرة نسبياً حيث تظهر الذرة ككل متعادلة وان الالكترونات في هذا الانموذج يجب ان تكون متحركة والا فانها لن تستطيع المحافظة على استقرارها بسبب وجود القوة الكولومية التي تجذبها نحو المركز وكمثال جيد على هذا الانموذج الذري دعنا نأخذ ذرة الهيدروجين هذه الذرة تتكون من نواة موجبة الشحنة « البرتون » والكترون واحد يدور حولها .وعلى فرض ان مدار هذا الالكترون هو دائري لذا فان القوة المركزية (F) المتولدة بسبب من القوة الكولومية تكون مساوية – حسب قانون نيوتن الثاني للحركة – لكتلة الالكترونات مضروبة بالتعجيل المركزي $\left(\frac{v^2}{r}\right)$. اي ان

$$F = m\frac{v^2}{r} = \frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r^2} \qquad \ldots (1)$$

هي القوة التي تجعل الالكترون يدور حول النواة في مدار مستقر .

فضلا عن هذا فان الالكترون يمتلك طاقة كامنة (V) ايضا ، وذلك لوقوعه على مسافة r من النواة تكون مساوية لـ ($-e^2/4\pi\varepsilon_0 r$) . وحيث ان الطاقة الكلية لاي جسم تساوي الطاقة الحركية ($\frac{1}{2}mv^2$) زائداً طاقته الكامنة لذا فان الطاقة الكلية (W) للالكترون تكون مساوية لـ

$$W = \frac{1}{2}mv^2 - \frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r} \qquad \ldots (2)$$

وعند التعويض عن قيمة v من المعادلة (1) في المعادلة (2) نحصل على

$$W = -\frac{e^2}{8\pi\varepsilon_0 r} \qquad \ldots (3)$$

هذه المعادلة توضح ان الطاقة الكلية للالكترون في الذرة هي سالبة وهذه النتيجة ضرورية كي يبقى الالكترون مرتبطاً بالذرة ولوكانت W اكبر من الصفر لامتلك الالكترون طاقة كافية لينفصل كلياً عن مجال تأثير النواة .

على اية حال ، تشير النظرية الكهرومغناطيسية الكلاسيكية الى ان شحنة معجلة تستطيع بعث طاقة على شكل موجات كهرومغناطيسية وان الكترونا متحركاً في منحني يكون في حالة تعجيل ولذلك فانه يفقد الطاقة باستمرار مما يجعله يتجه بمسار حلزوني نحو النواة الامر الذي يؤدي بالتالي الى اختفاء الالكترون (سقوطه في النواة) وعدم استقرارية الذرة وكذلك الى ظهور طيف مستمر (نتيجة للنقصان في نصف قطر الدوران وزيادة في اهتزاز الالكترون مما ينتج عنهما زيادة في تردد الاشعاع المنبعث) بدلا من خطوط حادة اوكما هو مشاهد عملياً .

على الرغم من ان توقعات النظرية الكهرومغناطيسية تتفق مع الكثير من النتائج العملية الا انها مع ذلك لاتتفق مع وجود الذرة في حالة الاستقرار . ان السبب الكامن وراء فشل قوانين الفيزياء الكلاسيكية في تفسير التركيب الذري هو ان هذه القوانين تتعامل مع الاشياء على انها اما موجات او جسيمات من دون أي ازدواجية وبالتالي فان الوصول الى حقيقة التركيب الذري يفرض علينا ان نأخذ بنظر الاعتبار هذه الازدواجية الجسمية والموجية وهذا ما فعله بور Bhor حين وضع انموذجه للتركيب الذري الذي يجمع بين الفيزياء الكلاسيكية والفيزياء الحديثة ومن ثم استطاع هذا النموذج ان ينجز جزءاً من هذه المهمة بنجاح .

قام بور عام ١٩١٣ بوضع فرضيتين اساسيتين هما .

اولا :- ان الالكترون يدور حول النواة بصورة مستمرة ومن دون ان يشع طاقة ، اذا كان مداره يحوي على عدد كامل من اطول موجة ديبرولي للالكترون .

هذه الفرضية تمثل فكرة اولية لفهم التركيب الذري وهي فرضية تجمع ما بين الصفات الجسيمية والموجية للالكترون . ذلك لان الطول الموجي للالكترون يتم حسابه بدلالة السرعة الكلاسيكية للالكترون اللازمة لمعادلة القوة الكولومية التي تجذبه نحو النواة . او بعبارة اخرى ان :

$$\lambda = \frac{h}{mv} \qquad \ldots (4)$$

وعند التعويض عن v من المعادلة (1) نحصل على

$$\lambda = \frac{h}{e} \sqrt{\frac{4\pi \varepsilon_0 r}{m}} \qquad \ldots (5)$$

وحيث ان مدار الالكترون هو محيط دائري نصف قطره 1r ويساوي $2\pi r$ لذا فان شرط الحصول على مدار مستقر هو

$$n\lambda = 2\pi r \qquad n = 1, 2, 3, \ldots \qquad \ldots (6)$$

حيث يدعى العدد n بالعدد الكمي quantum number للمدار و r_n نصف قطر المدار الذي يحتوي على n من الاطول الموجبة . وعند التعويض عن λ من المعادلة (5) في المعادلة (6) نحصل على

$$-\frac{nh}{e}\sqrt{\frac{4\pi\varepsilon_0 r_n}{m}} = 2\pi r_n \qquad \dots (7)$$

وعليه فان انصاف اقطار المدارات المستقرة للالكترون تكون

$$r_n = \frac{n^2 h^2 \varepsilon_0}{\pi m e^2} \qquad n = 1, 2, 3, \dots \qquad \dots (8)$$

وعند التعويض عن $n = 1$ نحصل على اصغر مدار r_1 في الذرة وفي ذرة الهيدروجين على سبيل المثال ، يكون مساويا لـ

$$r_1 = 0{\cdot}53 \times 10^{-10}\ \text{m}$$

وهذه القيمة لنصف قطر الذرة تتفق كثيرا مع القيمة المستنبطة من طرق اخرى . اما المدار التالي المتاح للالكترون فله نصف قطر مقداره .

$$r_2 = n^2 r_1 \qquad (9)$$

او ان

$$r_2 = 2{\cdot}12 \times 10^{-10}\ \text{m}$$

جميع انصاف الاقطار بين r_1 و r_2 محظورة وبغض النظر عن سرعته فان اي الكترون لايستطيع ان يبقى في مدار مستقر اذا كانت قيمة نصف القطر تتراوح بين r_1 و r_2 والسبب اي ان الكترون يصلح فقط لمدار يكون محيطه مساويا لطول موجة ذلك الالكترون او مضاعفاته ($n\lambda$)

الان وعند التعويض عن r_n من المعادلة (8) في المعادلة (3) نحصل على

$$W_n = -\frac{m e^4}{8\varepsilon_0^2 h^2}\left(\frac{1}{n^2}\right) \qquad n = 1, 2, 3 \qquad \dots (10)$$

تشير المعادلة (10) الى ان مدارات الالكترون المختلفة تتضمن طاقات مختلفة وطاقة الالكترون W_n تتحدد بنصف قطر المدار r_n او بعبارة اخرى بالعدد الكمـــي الاساسي (n) . هذه الطاقات تمثل مستويات الطاقة levels energy للذرة – انظر الشكل (٤)

ان ادنى مستوى طاقة E_1 يدعى بالمستوى الارضي ground state للذرة على حين تدعى المستويوت العليا E_2 و E_3 و E_4 ... بالمستويات المتهيجة excited states

لقد استطاع هذا العالم من صياغة معادلة تفاضلية موجية لوصف سلوك الالكترون عند وقوعه تحت تأثير قوة خارجية اي تحت تأثير مجال جهد $U(x, y, z)$ ان مهمة ميكانيك الكم تتلخص في حساب دالة الموجة (ψ) لجسيم يقع تحت تأثير قـــوة خارجية وان حل معادلة شرودينكير لنظام معيـن يعني ايجاد هـذه الدالـة ψ . وعلى الرغم من ان ψ ليس لها معنى فيزياوي فان مربع قيمتها المطلقة $|\psi|^2$ عند نقطة ولحظة معينتين تتناسب مع احتمالية مشاهدة الجسيم عند تلك النقطة واللحظة المعينة . فعلى سبيل المثال عند التعويض عن الطاقة الكامنة بـ $\left(-\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r}\right)$ لالكترون ذرة الهيدروجين في معادلة شرودينكر فاننا سنجد ان حل هذه المعادلة يؤدي بنا الى علاقـة تمثل طاقة الكترون مرتبط بالذرة تساوي تماما مستويات الطاقة التي يتم الحصول عليها من نظرية بور لذرة الهيدروجين . اي ان

$$E_n = -\frac{me^4}{32\pi^2\varepsilon_0^2 h^2}\left(\frac{1}{n^2}\right) \qquad (14)$$

حيث ان

$$\hbar = \frac{h}{2\pi}$$

مما يجدر ملاحظته في المعادلة (14) ان العدد الكمي (n) قد ظهر فيها بصورة تلقائية كأحد نتائج حل معادلة شرودينكر . من جهة اخرى ونتيجة للدراسة المعمقة لنتائج حلول معادلة شرودينكر فقد وجد أن الالكترونات التي تمتلك نفس العدد الكمي (n) تتجمع حول النواة في قشرة shell ذات مستويات طاقة مختلفة مما ادخل مفهوما جديدا وهو وجود القشرة الثانوية subshell بسبب من امتلاك الالكترون لعدد كمي آخر هو العدد الكمي المداري (l) . بحيث ان l يأخذ القيم

$$l = 0, 1, 2, 3, \ldots, n-1 .$$

وعليه فان لكل قيمة للعدد n اكبر من واحد هناك مجموعة عديدة لقيم l وكل قيمة ترتبط مع حالة مدارية معينة لجميعها نفس الطاقة (تعتمد الطاقة على العدد الكمي الرئيسي n) .

كذلك يرتبط العدد الكمي المداري (l) مع الزخم الزاوي للالكترون (L)

ويحدد قيمته . وحيث ان الزخم الزاوي هوكالزخم الخطي ، كمية متجهة لذا فانه يمتلك مقداراً واتجاها . ان الـكترونا يدورحول النواة يكون حلقة صغيرة من تياريكون بدوره مجالا مغناطيسيا يشبه مجال ثنائي قطب مغناطيسي . وبالتالي فان الـكترونا ذريا ذا زخم زاوي سوف يتفاعل مع مجال مغناطيس (B) خارجي عندما يوضع فيه ويحدد العدد الـكمي المغناطيسي m_l مركبة L باتجاه المجال . وتكون القيم المسموحة لـ m_l التابعة لقيمة معينة لـ l ممتدة بين $l +$ و $l -$ مارة بالقيمة صفر ، هي

$$m_l = -l, (-l+1), \ldots, (l-1), l$$

ومرة أخرى تستطيع القول ان لـكل قيمة للعدد (n) اكبرمن واحد هناك مجموعات عديدة لقيم l و m_l وكل مجموعة ترتبط مع حالة مدارية معينة لجميعها نفس الطاقة .

على الرغم من ان الأعداد الـكمية الثلاثة المارة الذكر ، قد ظهرت بصورة تلقائية عند حل معادلة شرودينكر لذرة الهيدروجين ومانتج عنها من ادخال مفاهيم جديدة ساعدت كثيراً على فهم افضل للبناء الذري الا ان النظرية الـكمية تبقى قاصرة عن اعطائنا جميع صفات هذه الذرة اوتلك من دون ادخال عدد كمي رابع (m_s) الذي يشير الى وجود زخم زاوي ذاتي (بسبب من البرم الالـكتروني electron spin) للالـكترون وكذلك ادخال مبدأ الاستبعاد exclusion principle الناتج عنه .

هذا وقد وجد ان m_s يأخذ القيمتين اما $\left(+\frac{1}{2}\right)$ او $\left(-\frac{1}{2}\right)$ ليشير الى اتجاه البرم اما بأتجاه موازٍ للمجال المغناطيسي أو بعكس اتجاه هذا المجال .

1 - 4 - 4 مبدأ الاستبعـــاد لبـــاولي Pauliss exclusion principle

على الرغم من أن عنوان هذا البند هو « انموذج الميكانيك الموجي » الا أن الاشارة اليه لم تتم على نحو صريح وأنما كان كلامنا منصبا بالدرجة الاساس على الاعداد الكمية الاربعة n, l, m_l, m_s . والسؤال الان هو : ماعلاقة هذه بذلك ؟

في سنة ١٩٢٥ وضع باولي مبدأ يعرف الان « بمبدأ الاستبعاد لباولي » يستخدم لتخصيص الاعداد الـكمية الى الالـكترونات في الذرة وينص هذا المبدأ على أن : لايمكن ان يوجد الـكترونان في الذرة بنفس الحالة الـكمية . اوبعبارة أخرى : لايمكن لأكثرمن

الكترون واحد في ذرة ان يأخذ نفس الحالة الكمية وعليه فان قيم الاعداد الكمية الاربعة يجب ان تختلف من الكترون الى آخر .

2 – 4 – 4 التركيب الالكتروني : Electronic structure :–

لوافترضنا ان قوة التنافر بين الالكترونات في الذرة ، كانت معدومة وأن كل الكترون يتعرض لمجال النواة كما لوكان موجودا وحده فقط في الذرة فان النظرية الخاصة بالذرات ستصبح عندئذ غاية في البساطة . الا ان الحقيقة هي أن تأثير الالكترون على بعضها بعضاً هوكبير جدا وبخاصة تلك التي تقع بعيداً عن النواة مما يجعل هذه النظرية غاية في التعقيد .

طبقا لما جاء اعلاه فانه يصبح من الضروري عند دراسة التركيب الذري ان نتصور ان كل الكترون في الذرة يتأثر بمجال قوة ثابت يمثل تأثير النواة ومعدل تأثير الالكترونات الاخرى . لهذا فان الكتروناً معيناً ، ضمن هذا التقريب ، يتأثر بشحنة فعلية مقدارها Ze ، ناقصا شحنة الالكترونات القريبة من النواة داخل مدار الالكترون تحت الدرس . ان جميع الالكترونات التي لها نفس العدد الكمي الاساس (n) تكون تقريبا على نفس المسافة من النواة وعليه فأن هذه الالكترونات تتأثر تقريبا بنفس المجال الكهربائي وبذلك تمتلك تقريبا نفس الطاقة . فمن المناسب اذاً ان نتصور هذه الالكترونات تقع في نفس القشرة الذرية atomic shell . وعادة مايرمز للقشرات الذرية المختلفة بحروف لاتينية كبيرة تتمثل بما يأتي :

$$n = 1 \, , \; 2 \, , \; 3 \, , \; 4 \, , \; 5$$

القشرات الذرية K L M N O

هذه القشرات تنقسم بدورها أقساماً ثانوية (قشرات subshell) تبعا للقيم المختلفة لـ l وتعرف بـ f, d, p, s ... طبقا للقيم $l = 0, 1, 2, 3$ ... وعلى التوالي .

مما جاء اعلاه وطبقا لمبدأ الاستبعاد لباولي فان توزيع الالكترونات في الذرة في القشرات وفي القشرات الثانوية يكون كما في الجدول الآتي :

الجـــــدول

القشـــــرة	K	L		M			N			
n	1	2		3			4			
	0	0	1	0	1	2	0	1	2	3
القشرة الثانوية	s	s	p	s	p	d	s	p	d	f
m_l	0	0	0, ± 1	0	, ± 1	0, ± 1, ± 2	0	± 1	0, ± 1, ± 2	0, ..., ± 3
عدد	2	2	6	2	6	10	2	6	10	14
الالـكترونات	z	8		18			32			

ان فكرة القشرات والقشرات الثانوية لتوزيع الالـكترونات تنسجم مع التوزيع الدوري للعناصر . ان مبدأ الاستبعاد يحدد عدد الالـكترونات التي يمكن ان توجد في القشرات الثانوية وان كل قشرة ثانوية تتميز بعدد كمي اساسي n وعدد كمي مداري l حيث ان

$$l = 0, 1, 2, \ldots (n - 1)$$

ولـكل قيمة l هناك $2l + 1$ قيمة مختلفة للعدد الـكمي المغناطيسي m_l اذ ان

$$m_l = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots + l$$

واخيـراً لـكل قيمــة لـ m_l، هنـــاك قيمتـــان للعـــدد الـكمـي المغناطيسـي البرمـــي m_s $\left(\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}\right)$ وعليه فكل قشرة ثانوية تحوي في الاكثر $2(2l + 1)$ من الالـكترونات وكل قشرة تحوي في الاكثر على $2n^2$ من الالـكترونات .

على اية حال تكون الذرة في حالتها المستقرة عندما تحتل جميع الـكتروناتها اوطأ مستويات الطاقة الممكنة وعلى سبيل المثال ذرة عنصر الهيدروجين وهي ابسط الذرات وفيها $Z = 1$ ، تتميز حالتها الاعتيادية بالاعداد الـكمية $n = 1$ و $l = 0$ و $m_l = 0$ اما m_s فقد ياخذ القيمة $+\frac{1}{2}$ او $-\frac{1}{2}$ والذرة التالية هي ذرة عنصر الهليوم وفيهـــا $Z = 2$ ، اى الـكترونين في القشرة K حيث ان $n = 1$ ، $l = 0$ وكذلك $m_l = 0$ اما m_s فتساوي $+\frac{1}{2}$ لاحداهما و $-\frac{1}{2}$ للالـكترون الاخر وبهذا فان هذا المدار

يحتوي على العدد الاقصى للالكترونات وبهذا تكون الذرة مستقرة . اي خاملة وهذا يصح على جميع الغازات الخاملة .

اما بالنسبة لليثوم $Z = 3$ فتتوزع الكتروناته على وفق الآتي : اثنان في القشرة $n = 1$ و $l = 0$ وواحد في القشرة L حيث $n = 1$ و $l = 0$. اما بالنسبة للبورن $Z = 5$ فان الكترونين سوف يملآن القشرة-K وثلاثة الكترونات في القشرة L تتوزع على النحو الاتي : اثنان في القشرة الثانوية ($l = 0$ و $n = 2$) 2s والثالث يبدأ قشرة ثانوية جديدة ($l = 1$ و $n = 2$) 1p . هذه القشرة الثانوية الجديدة تتسع لـ 6 الكترونات . انظر الجدول وعليه فان التركيب الالكتروني لذرة البورون هو :

$1s^2\ 2s^2\ 2p^1$

وهكذا تستمر عملية البناء الذري ويكون التركيب الالكتروني لذرة الصوديوم $Z = 11$، على سبيل المثال ، هو :

$1s^2\ 2s^2\ 2p^6\ 3s^1$

وهذه صيغة توضح ان كلا من الغلافين الثانويين ($l = 0$ و $n = 1$) 1s و($l = 0$ و $n = 2$) 2s يحتويان على الكترونين ، والغلاف الثانوي ($l = 1$ و $n = 2$) 2p يحتوي على ستة الكترونات وأخيراً الغلاف الثانوي ($l = 0$ و $n = 3$) 3s يحتوي على الكترون واحد .

4 – 5 حزم الطاقة للبلورات The Band-Energy of Crystal

عندما تتحول المواد من الحالة الغازية ، حيث الذرات تكون عشوائية الحركة وبالتالي ليس لها موقع محدد ، الى الحالة الصلبة فان المسافات بين الذرات تصبح اقل مما كانت عليه وتزداد تبعا لذلك قوة التماسك بينهما لتتخذ المادة المكونة من هذه الذرات ، الحالة الصلبة اي الشكل الثابت والحجم الثابت .

من جهة أخرى تشير الدراسات الخاصة بالتركيب الذري للمواد بأن معظم هذه المواد الصلبة تكون بلورية التركيب crysla1 line structure حيث تصطف مكوناتها الذرية اوغيرها (الجزئية والايونية) بصورة منتظمة ومتكررة في نسق ذي ثلاثة ابعاد وأن النسق الكبير يدعى بالبلورة crystal .

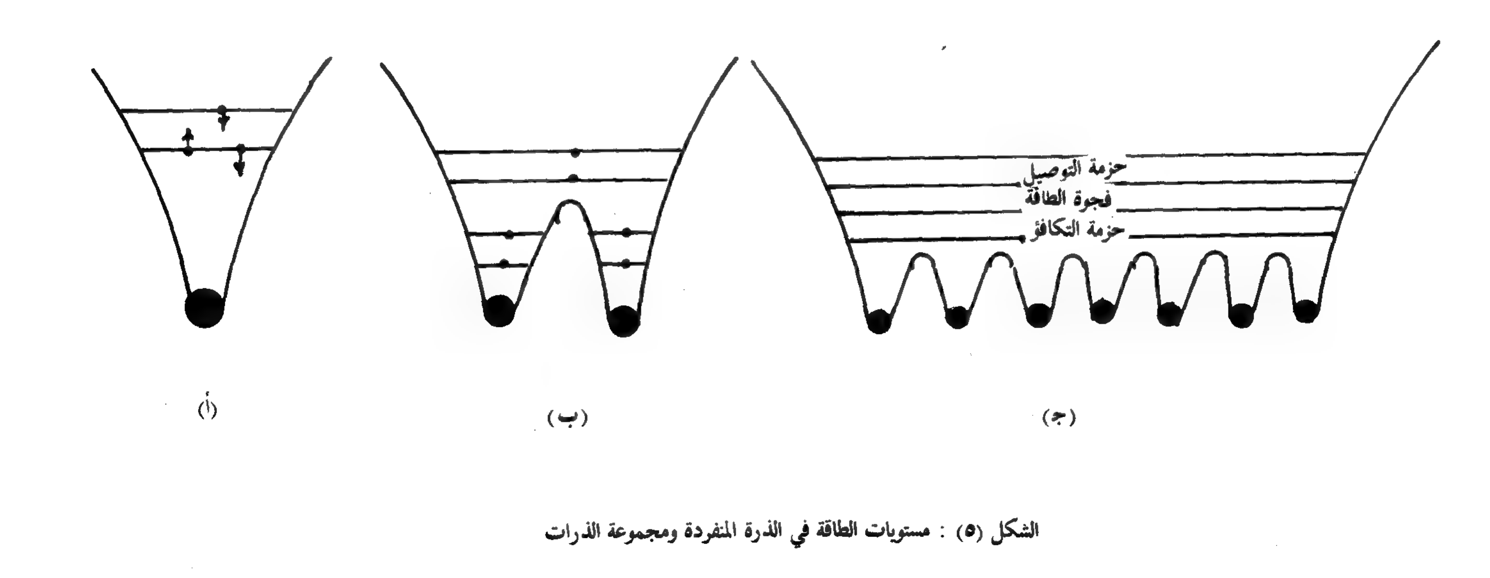
ان السؤال الذي يعنينا هنا اكثر من غيره هو : هل ان التركيب الالكتروني للمواد

الصلبة يبقى كما هو عليه في الذرات الحرة المنفردة ؟ اوبعبارة أخرى : هل ان توزيع الالكترونات على القشرات (مستويات الطاقة) في المواد الصلبة يبقى كما هو عليه في الذرات الحرة المنفردة لنفس المادة ؟ ان الجواب عن هذا السؤال يمكن استخلاصه من الشرح الآتي :

خذ ذرة الليثوم Li حيث $Z = 3$. في هذه الذرة - انظر الشكل (5 أ) - تم تمثيل مستويات الطاقة بخطوط مستقيمة بينما يمثل الخط المنحني الطاقة الكامنة للالكترون القريب من النواة المحسوبة على اساس من قانون كولوم (انظر المعادلة 2) كذلك نلاحظ انه تم توزيع الالكترونات الثلاثة بحيث يحتل اثنان منها القشرة 1s القشرة الثانوية 2s .

افرض الان ان ذرة أخرى من الليثوم أقتربت من هذه الذرة الى الحد الذي يحدث معه تفاعل بين هاتين الذرتين فتتكون جزيئة الليثوم Li_2 . ان اقتراب الذرتين من بعضهما بهذا الشكل سوف يؤدي الى ان كل ذرة سوف تحاول جذب الالكترونات جميعها (الالكترونات التابعة لها وتلك التابعة للذرة الاخرى) اليها ومن ثم فان الطاقة اللازمة لتحرير الالكترونات الخارجية مثلا (تدعى بالكترونات التكافؤية valance electrons) سوف تقل عما كانت عليه في الذرة المنفردة وهذا يعني ان الالكترون سوف يكون مشتركا بين الذرتين وبالتالي فان كل ذرة من جزيئة الليثوم سوف تبدو وكانها تمتلك 6 الكترونات بدلا من 3 موزعة على النحو الآتي : اربعة الكترونات في القشرة 1s والكترونان في القشرة 2s . وعلى الرغم من ان وجود الكترونين في القشرة 2s يبدو عاديا الا أن ظهور اربعة الكترونات في القشرة 1s سوف يكون مخالفا لمبدأ الاستبعاد لباولي وهذا مالايصح لذا فانه من المعقول ان نفترض ان مستوى الطاقة في القشرة 1s سوف ينشطر الى مستوين (لم تمتص الذرة أي طاقة خارجية لتمكن الكتروناتها على سبيل المثال من الانتقال الى مستويات طاقة اعلى من مستوى الطاقة 1s) يحتوي كل منهما على الكترونين بـ $n = 1$ و $l = 0$ و $m_l = 0$ و $m_s = \pm \frac{1}{2}$. وبنفس الطريقة ينشطر مستوى الطاقة في القشرة 2s الى مستويين - انظر الشكل (5 ب) .

وبأتباع نفس التحليل اعلاه ، تستطيع القول ان اقتراب ثلاث ذرات من بعضهما بنفس الطريقة السابقة سوف يؤدي الى شطر المستوى 1s الى ثلاثة مستويات للطاقة يكون الفرق بينهما صغيراً جداً وكذلك هو الحال بالنسبة لمستوى الطاقة 2s . واذا ماتجمعت



الشكل (٥) : مستويات الطاقة في الذرة المنفردة ومجموعة الذرات

N من الذرات ، كما هو الحال في المواد الصلبة ، فاننا سنحصل على N من المستويات في القشرة 1s و N من المستويات في القشرة 2s وكذلك في القشرة 2p تفصل بينهم مناطق ممنوعة للطاقة – انظر الشكل (5 ج) .

مما تقدم يتضح لنا ان تجمع N من الذرات سوف يؤدي الى شطر المستويات الذرية الى N من مستويات الطاقة . وحيث ان الفرق في الطاقة بين هذه المستويات يكون صغيراً جداً (يساوي $\frac{5}{10^{23}} = 5 \times 10^{-23}$ eV على فرض ان N = 10^{23} درة وان مجموع الطاقة الكلية لهذه المستويات يساوي 5 اليكترون فولت (قيمة نموذجية)) لذا فان هذه المستويات تبدو كانها مستمرة ويطلق عليها لذلك بحزمة الطاقة energ band . تكون حزمة الطاقة في ذرة الليثوم الخاصة بالمستوى 1s ، مملوءة بالالكترونات وتسمى بحزمة التكافؤ valance band اما الحزمة الخاصة بالمستوى 2s في ذرة الليثوم فتكون نصف مشغولة (لانها بالاساس تحتوي على الكترون واحد من مجموع الكترونيين) وتسمى بحزمة التوصيل conduction band . اما المنطقة التي تفصل بين الحزمتين فتدعى بفجوة الطاقة energy gap .

لعله من الجدير بالذكر ان مقدار الانشطار (ليس عدد المستويات لأنه ثابت وانما الفرق بالطاقة بين المستويات) يعتمد على اولاً : مدى التفاعل الحاصل بين الذرات اي مقدار البعد بينهما فكلما كانت المسافة اكبر كلما كان الانشطار اكبر . وثانيا : على بعد المستوى الذري عن النواة فكلما كان أقرب الى النواة كلما كان نصف قطر المدار أصغر وكلما كانت الالكترونات متأثرة بفعل نواة ذراتها اكبر مما يقلل تأثير النويات الاخرى وكذلك الالكترونات الاخرى عليها وبالتالي كلما كان مقدار الانشطار أقل والعكس صحيح بالنسبة للالكترونات الواقعة في المدارات الاكثر بعداً عن النواة .

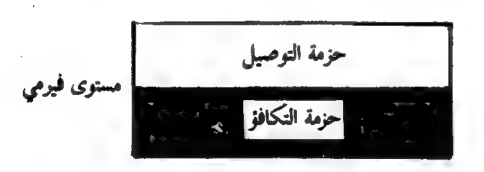
6 – 4 الموصلات والعوازل واشباه الموصلات
Conductors Insulators and Semiconductors

ان الصورة التي رسمناها اعلاه لمستويات الطاقة للالكترونات في البلورة يعرف بنموذج حزمة – الطاقة energy - band model وهذا النموذج يعد ذا فائدة كبيرة في تحديد الخواص الكهربائية لأي مادة صلبة حيث انه يوضح الكيفية التي يتحرك فيها الالكترون في البلورة وعليه فان الفروق بين الموصلات واشباه الموصلات والعوازل يمكن التعرف عليها من خلال الاختلاف بين نماذج حزم الطاقة العائدة لكل منها .

1 - 6 - 4 الموصـــلات conductors :-

يبين الشكل (6 أ) مخططا نموذجيا لحزم الطاقة في المواد الموصلة . ويلاحظ في هذا المخطط ان مستويات الطاقة قد رسمت بشكل مستمر في حزمة التكافؤ بحيث ظهرت هذه الحزمة متداخلة مع حزمة التوصيل وبالتالي لم يعد هناك وجود لفجوة الطاقة . ان اختفاء فجوة الطاقة في البلورات الموصلة يعني ان أي الكترون تكافؤي سوف يكون حراً في التجوال خلال البلورة وكذلك التحرك استجابة للمجال الكهربائي عند وجوده فيه وهذا هو السبب المباشر في عده موصلا .

تتوزع الالكترونات في الحزم وكما هو معروف ، حسب قاعدة الاستبعاد لباولي وعند درجة حرارة الصفر المطلق لاتستطيع الالكترونات التحرك خلال البلورة ذلك لانها جميعا مرتبطة بشدة الى ذراتها وبالتالي فأنها تملأ حزمة التكافؤ من اوطأ مستوى طاقة فيها الى اعلى مستوى طاقة فيها والذي يدعى بمستوى فيرمي Fermi level - انظر الشكل (6 أ) او بعبارة أخرى ان حزمة التوصيل عند درجة حرارة الصفر المطلق ، تكون فارغة وهذا يعني أنه لاتوجد طاقة كافية عند اي الكترون لكي ينتقل في مدار حزمة التوصيل .



الشكل(٦أ) : - حزم الطاقة في الموصل

من جهة أخرى عند ارتفاع درجة الحرارة فوق الصفر المطلق فان الطاقة الحرارية التي سوف يكتسبها الالكترونات ستمكن بعضاً من هذه الالكترونات من الافلات من ذراتها والانتقال الى حزمة التوصيل حيث تستطيع هناك التحرك في مدارات ذات انصاف اقطار اكبر من السابق ويكون ارتباط هذه الالكترونات بالذرات ضعيفا جداً عندما تكون في مدارات حزمة التوصيل وبالتالي تستطيع التنقل من ذرة الى أخرى بسهولة مكونة مايسمى بغاز الالكترون electron gas . عند تسليط فرق جهد عبر الموصل فان مجالاً كهربائياً سوف يتولد داخل الموصل يعمل على تعجيل الالكترونات الحرة في حزمة التوصيـــل بسبب من القوة التي يتعرض لها والتي تساوي

$$F = -eE \qquad \dots (15)$$

في فضاء حر يعجل الالـكترون وتزيد سرعته (طاقته) باستمرار وفي المادة البلورية يعاق تقدم الالـكترون بالتصادم المستمر مع الذرات المهتزة حول مواقعها في البلورة وسريعا ماتبلغ سرعة الالـكترون قيمة متوسطة ثابتة . وهذه السرعة v_d تدعى سرعة الانسياق drift velocity وهي ترتبط خطيا مع شدة المجال الكهربائي بوساطة حركيـــة الالـكترون في المادة المعطاة ونرمز للحركية بالرمز ($m\mu$) μ . بحيث ان

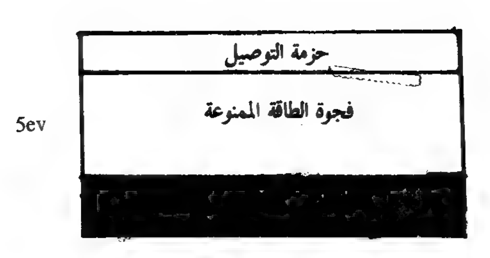
$$v_d = -\mu_e E \qquad (16)$$

حيث μ_e هي حركية الكترون وهي موجبة بالتعريف وتقاس بوحدات المتر المربع لـكل فولت – ثانية والقيـــم النموذجيـــة هي 0·0012 للالمنيوم و 0·0032 للنحـــاس و 0·0056 للفضة .

ومـــن الجديـــر بالذكـــر انه عند جهد ثابت ورفع درجة حرارة الموصـــل فان عدد الاصطدامات بين الالـكترون والذرات المهتزة حول مواقعها في البلورة ، سوف تزداد ومن ثم تقل سرعة الانسياق وبالتالي تزداد مقاومة الموصل ويقال عندئذ ان الموصل يمتلك معامل مقاومة موجبا أي تزداد مقاومته مع ازدياد درجة الحرارة .

2 – 6 – 4. العـــوازل : insulator :–

يبين الشكل (5 ب) مخططا نموذجيا لحزم الطاقة في المواد العازلة ويلاحظ فيه ان حزمة التكافؤ تكون مفصولة عن حزمة التوصيل بفجوة الطاقة energy gap التي تدعي بالفجوة الممنوعة forbidden gap . تكون فجوة الطاقة هذه عريضة وتصل قيمتها الى حوالي (5eV) وبالتالي فان الالـكترونات في حزمة التكافؤ لايمكنها الانتقال الى حزمة التوصيل الا عند استلامها الطاقة الـكافية التي تساوي طاقة الفجوة الممنوعة . في درجات الحرارة العادية لاتمتلك الالـكترونات في حزمة التكافؤ الطاقة التي تمكنها من الانتقال الى حزمة التوصيل وبالتالي فانه يمكن القول ان البلورة العازلة تتميز بامتلاكها فجوة طاقة عريضة وتكون حزمة التكافؤ فيها مملوءة بالالـكترونات بينما تكون حزمة التوصيل فارغـــة .

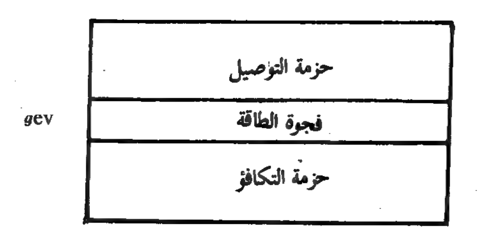


الشكل (٦ب) : – حزم الطاقة في العازل

مما جاء اعلاه يتضح لنا عدم وجود شحنات حرة في المواد العازلة بل هي مقيدة في اماكنها بقوى ذرية وجزيئية وعند تسليط فرق جهد على هذه المواد فان المجال الكهربائي المتولد سوف يعمل فقط على ازاحة هذه الالكترونات قليلا عن مواضعها الاصلية اي يعمل على استقطابها pdarized . هذه الازاحة ضد قوة مقيدة تشبه رفع ثقل اومط لولب حلزوني وتمثل طاقة جهد ويكون مصدر الطاقة هو المجال الخارجي وحركة الشحنات المزاحة ربما تنتج تياراً عارضا يدعى بتيار الازاحة displacement current والحقيقة ان هذا الموضوع يحتاج الى الكثير من الشرح المعمق ويخرج عن نطاق هذا الكتـــاب .

3 – 6 – 4 اشبـــاه الموصـــلات Semiconductors :–

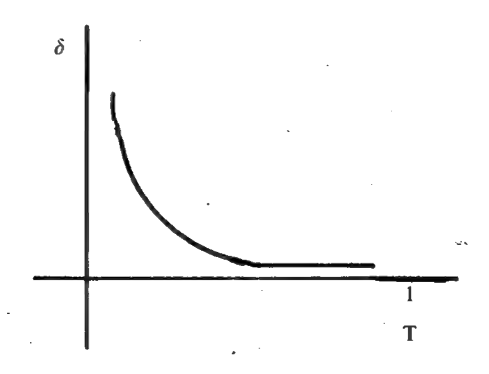
لايختلف مخطط الطاقة لاشباه الموصلات – انظر الشكل 6 ج – عن نظيره فـي العوازل الا في سعة فجوة الطاقة حيث تكون قيمتها في اشباه الموصلات في حدود 1.1 eV او اقل . وتتميز هذه الموادبكونها عازلة insulutor عند درجة حرارة الصفر المطلق (حيث تكون حزمة التوصيل فارغة اي لاتوجد طاقة كافية عند أي الكترون لكي ينتقل الى حزمة التوصيل) وموصلة conductors عند الدرجات الحرارية العالية . مـــن جهة أخرى عنـد درجة حرارة الغرفـة (27°C = 300°K) يكتسب عـدد مـن الالكترونات الطاقة الكافية لكي ينتقل الى حزمة التوصيل الا ان التيار الناتج يكون صغيراً بحيث لايمكن الاستفادة منه في معظم التطبيقات وعند هذه الدرجة لاتكون المادة شبه الموصلة عازلا جيدا كما لاتكون موصلا جيداً ولهذا تدعى شبه موصل semiconductor



الشكل (٦ جـ) : – حزم الطاقة في شبه الموصل

7 – 4 اشباه الموصلات النقية Intrinsic Semiconductor

رأينا فيما مضى أن حزمة التكافؤ في الموصلات تتداخل مع حزمة التوصيل وعليه فان عدد الالكترونات الحرة يكون محدوداً في حزمة التوصيل وان رفع درجة الحرارة لن يؤدي الا الى زيادة اهتزاز الذرات في مواقعها مما يعمل على زيادة مقاومة الموصل بسبب من زيادة عدد الاصطدامات التي تعملها الالكترونات مع هذه الذرات اما في اشباه الموصلات فان زيادة درجة الحرارة سوف يؤدي الى زيادة طاقة الالكترونات التكافؤية ومن ثم فان عدد الالكترونات التي تصل الى حزمة التوصيل سوف يزداد مع ارتفاع درجة الحرارة وبالتالي فان التوصلية σ لهذه المواد سوف تزداد مع ارتفاع درجة الحرارة – – انظر الشكل (6) مما يعني امتلاكها لمعامل مقاومة سالب .



الشكل (٧) : – تغير التوصلية مع درجة الحرارة

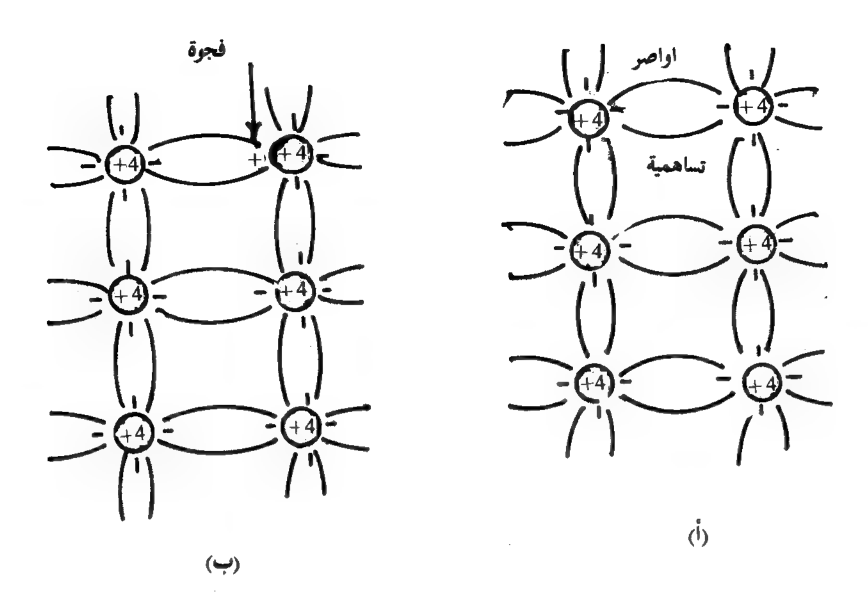
على أية حال فان كثافة الالكترونات في حزمة التوصيل يمكن حسابها بوساطة دالة function تخضع لاحصاء فيرمي – ديراك Fermi-Dirac statistic وتسمى بدالة التوزيع للطاقة energy distribution fuoction التي تعبر عن الاحتمالية $f(E)$ لاي الكترون لاحتلال مستوى من الطاقة (E) عند درجة حرارة T وتعطى بوساطة دالة فيرمي

$$f(E) = \frac{1}{1 + ex_p\left(\frac{E - E_f}{KT}\right)} \quad \cdots (17)$$

في هذه المعادلة اذا كان $E = E_f$ فان $f(E) = \frac{1}{2}$ ومن ثم فان تعريف منسوب فيرمي للطاقة بانه المنسوب الذي تكون احتمالية اشغاله من قبل الكترون مساوية لـ 50% اما بالنسبة لمستويات الطاقة التي تزيد عن E_f بحيث تقترب نتيجة الفرق $(E - E_f)$ من اللانهاية عندئذ يقترب احتمال اشغال ذلك المستوى من الطاقة من الصفر وبمعنى اخر ان مستويات الطاقة العالية جدا تكون خالية من الالكترونات بينما يصل الاحتمال الى 100% في مستويات الطاقة الواطئة جداً .

تمتلك عناصر المجموعة الرابعة group IV من الجدول الدوري ، اربعة الكترونات تكافؤية وتدعى البلورات التي تكون من ضمنها مواد البلورات التساهمية وتنشأ قوى التماسك في البلورات التساهمية من وجود الكترونات مشتركة بين الذرات المتجاورة فكل ذرة مشتركة باصرة تساهمية مع جارتها تساهم بالكترون واحد في الاصرة ويكون الالكترونان مشتركين بين الذرتين بدلا من ان يكون كل منهما ملكية خاصة لاحد الذرتين كما في حالة الاواصر الايونية ويبين الشكل (8 أ) تركيب احد هذه البلورات في درجة الصفر المطلق وقد رسمت ذراتها في بعدين وبصورة رمزية حسب انموذج بور Bohr المبسط للذرة (وذلك برسم الكترونات التكافؤ فقط وما يعادلها من الشحنة الموجبة)

الان اذا ما تم تسليط جهد كهربائي على هذه البلورة او تعرضت لأشعاع بطاقة كافية او تم اكسابها طاقة حرارية فان الطاقة المكتسبة هذه سوف تعمل على كسر الروابط التساهمية ونقل الالكترون الى حزمة التوصيل ليشارك في عملية التوصيل الكهربائي .
ان الطاقة اللازمة والكافية لفك الروابط التساهمية يجب ان تكون مساوية لفجوة الطاقة



الشكل (٨) : – بلورة تساهمية قبل وبعد تعرضها لجهد خارجي

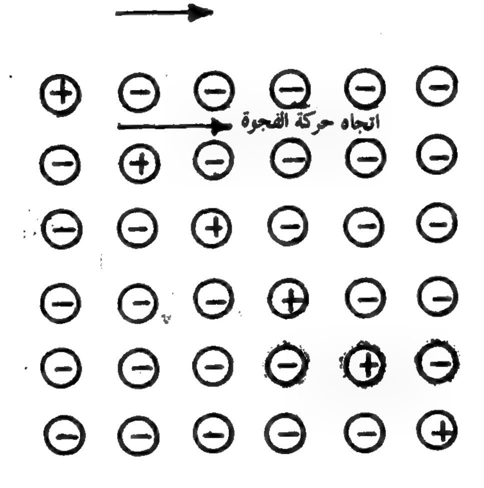
E_g او اكبر . تكون E_g مساوية لـ 0.72 اليكترون فولت بالنسبة لبلورة الجرمانيوم (Ge) و 1.1 اليكترون فولت بالنسبة لبلورة السيلكون (Si). هذا ويعد هذان العنصران من اهم عناصر المجموعة الرابعة المستعملة في الصناعات الالكترونية ولعنصر السيلكون (14) الكترونا في تركيبه الذري تتوزع على الصورة 2 و 8 و4 الكترونات بينما يمتلك عنصر الجرمانيوم (32) الكترونا تكون موزعة على الصورة 2 و 8 و18 و 4 الكترونات

على اية حال ، انِ انتقال الالكترون من حزمة التكافؤ الى حزمة التوصيل سـوف يخلف وراءه مكانا خاليا في الاصرة التساهمية – انظر الشكل (8) – اوما يدعى بالفجوة hole . الذرة الان اصبحت ايونا ion وتظهر الفجوة كشحنة موجبة ثابتة (e +) مع كتلة فعالة m_h ولا تكون مساوية لكتلة الالكترون . هذا الفرق في الكتلتين يظهر على شكل حركة بطيئة لحاملات الشحنة الموجبة هذه استجابة للمجالات الكهربائيـة المسلطة مقارنة مع حركة الالكترونات تحت نفس الظروف .

تعرف الفجوة بانها مكان مستعد لاستقبال الكترون وبهذا فانهـا سرعان ماتمـلأ بالالـكترون المجاور الذي يعمل بفعل وجود مجال كهربائي ، على كسر الاواصر التي تربطه بالذرة مولداً بذلك فجوة ثانية يتم ملأها ايضا بالـكترون آخر وهكذا تستمر العملية مؤدية

بذلك الى حركة الشحنات – انظر الشكل (9) – ومولدة بذلك تياراً يدعى بتيـــار الفجــوات hole current

ان عملية توليد هذه الازواج من الالـكترون – فجوة electron-hole pairs سوف تستمر وعند التوازن الحراري thermal equilibrium يكون عدد الفجوات المتخلفة مساويا لعدد الالـكترونات المنتقلة وتعد الطاقة الحرارية اكثر المصادر توليداً لهذه الازواج وتدعى عملية التوصيل الناتجة عن حركة حاملات الشحنة هذه (الفجــوات والالـكترونات) بعملية التوصيل الذاتي intrinsic conduction



الشكل (٩) : – حركة الفجوة في شبه الموصل

عند تسليط مجال كهربائي خارجي فان الطاقة المكتسبة من قبل هذه الحاملات سوف تضاف الى طاقتها الحرارية ، وبذلك تعمل على تعجيلها واكسابها سرعة تصل بعد فترة معينة ، كما ذكرنا ، الى قيمة ثابتة تدعى بسرعة الانسياق velocitydrift بحيث ان

$$v_h = \mu_h E \qquad (18)$$
$$v_e = \mu_e E$$

حيث تشير h الى الفجوات hole و e الى الالـكترونات وتكون v_e معاكسة لاتجاه v_h واكبر منها الا ان التيار الناتج عنهما يكون في نفس الاتجاه .

معروف لدينا ان

$$\Delta I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \qquad \ldots (19)$$

كذلك هو معروف ان

$$\Delta Q = \rho \, \Delta V \qquad \ldots (20)$$

حيث تمثل ρ الـكثافة الحجمية للشحنة و ΔV عنصراً حجمياً . عندالتعويض عن ΔQ اعلاه في المعادلة نحصل على

$$\Delta I = \rho \, \Delta s \, \frac{\Delta x}{\Delta t} \qquad \ldots (21)$$

او ان

$$J = \frac{\Delta I}{\Delta s} = \rho \, v \qquad \ldots (22)$$

حيث تمثل J كثافة التيار السطحيّة .
بالنسبة لانصاف الموصلات لدينا

$$J_e = \rho_e \, v_e = ne \, v_e \qquad \ldots (23)$$

وكذلك

$$J_h = \rho_h \, v_h = pe \, v_h \qquad \ldots (24)$$

حيث تمثل n و p كثافة الالـكترونات والفجوات المتولدة وعلى التوالي

$$J = J_e + J_h = ne \, v_e + pe \, v_h \qquad \ldots (25)$$

وعند التعويض عن قيمة v_e و v_h من المعادلة (18) في المعادلة (25) نحصل على

$$J = + ne\,\mu_e\,E + pe\,\mu_h\,E \qquad \ldots (26)$$

في انصاف الموصلات النقية تكون كثافة الالـكترونات n في حزمة التوصيل مساوية لـكثافة الثقوب p التي خلفتها تلك الالـكترونات في حزمة التكافؤ ، اي ان $n_i = p = n$ حيث يشير الحرف (i) الى شبه الموصل النقي intrinsic . وعليه فأن

$$J = n_i\,(\mu_e + \mu_h)\,e\,E \qquad \ldots (27)$$

العلاقة بين E و J يمكن ايضا تحديدها بوساطة التوصلية σ من خلال

$$J = \sigma E \qquad \ldots (28)$$

وعليه فان

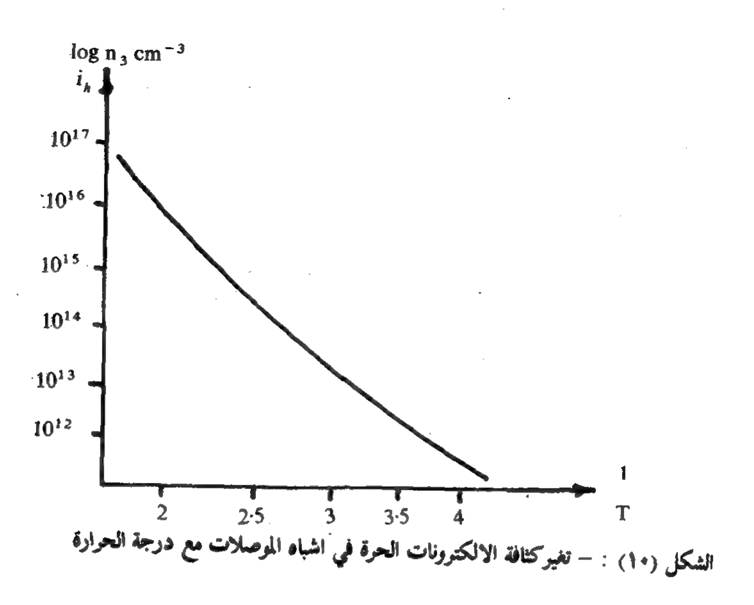
$$\sigma = (\mu_e + \mu_h)\,n_i e \qquad \ldots (29)$$

بالنسبة للجرمانيوم النقي او الذاتي ، فان حركتي الالـكترون والفجوة هما 0.36 و 0.17 بالترتيب بينما للسيلكون فالحركتيين هما بالترتيب 0.12 و 0.025 . وهذه القيم معطاة بالمتر المربع لـكل فولت – ثانية وتتراوح بين 10 الى 100 مرة أكبر من تلك للالمنيوم والنحاس والفضة والموصلات المعدنية الاخرى عند نفس الدرجة الحرارية 300°k . من جهة اخرى ، في المعادن هنالك في المتوسط الكترون حر مقابل كل ذرة وبما ان كثافة الذرات في المعادن هي 10^{28} بالمتر المكعب الواحد لذا فانه يوجد في المتوسط 10^{28} الكترون حر في المتر المكعب الواحد . في اشباه الموصلات مثل الجرمانيوم والسيلكون هناك الكترون حر مقابل 10^{8} ذرة وعليه فاننا نتوقع ان تكون التوصلية للسيلكون 10^{8} مرة اقل من النحاس الا ان كون الحركية في السيلكون ، انظر اعلاه ، هي اكبر مائة مرة مما هي في النحاس لذا فاننا نتوقع ان التوصلية في اشباه الموصلات تكون حوالي مليون مرة اقل من المعادن عند درجات الحرارة الاعتيادية وهذا ما هو حاصل فعلا

ومن الجدير بالذكر ان n_i تتغير مع درجة الحرارة بصورة اسية حيث ان

$$n_i^2 \propto T^3\, e^{-E_g/KT} \qquad \ldots (30)$$

وعليه فان n_i تزداد بشكل كبير وسريع مع الازدياد في درجة الحرارة ويبين الشكل (10) تغير n مع $\frac{1}{T}$



الشكل (١٠) : – تغير كثافة الالكترونات الحرة في اشباه الموصلات مع درجة الحرارة

هذا وقد وجد ان التوصلية تزداد في الجرمانيوم بنسبة 6 بالمائة تقريبا كلما ازدادت درجة الحرارة درجة واحدة اما في السيلكون فتبلغ الزيادة 8 بالمائة تقريباً وعليه فان الحرارة الزائدة قد تعرقل عمل اشباه الموصلات في بعض الدوائر الالكترونية .

8 – 4 اشباه الموصلات الشائبة Extrinsic Semiconductor

ذكرنا فيما سبق ان عدد الالكترونات الواصلة الى حزمة التوصيل وكذلك الفجوات المتخلفة في حزمة التكافؤ في المواد شبة الموصلة ، يكون صغيرا جدا في درجات الحرارة الاعتيادية بحيث ان التيار الناتج عنها لايصلح لكثير من التطبيقات العملية . كذلك وجدنا ان رفع درجة حرارة اشباه الموصلات ، يؤدي الى زيادة الموصلية لهذه المواد اي زيادة عدد الالكترونات المنتقلة الى حزمة التوصيل وبالتالي زيادة التيار الناتج

على الرغم مما جاء اعلاه الا ان زيادة الموصلية للمواد النصف موصلة عن طريق

رفع درجة حرارتها لايعد مرغوبا فيه من الناحية العملية وذلك لما تتطلبه هذه الطريقة من اجهزة تسخين وما يلزم ذلك من زيادة في التكاليف وكذلك زيادة في استهلاك القدرة والاهم من ذلك صعوبة التحكم او السيطرة على الخواص الكهربائية لاشباه الموصلات من خلال هذه الطريقة .

على اية حال ، يتم في الوقت الراهن السيطرة على الصفات الكهربائية لشبه الموصل عن طريق اضافة نسب قليل ومحدود من مواد شائبة impurities الى بلورة شبه الموصل وتدعى هذه العملية بالتطعيم doping وتعرف كمية الشوائب المضافة بمنسوب التطعيم doping leuel

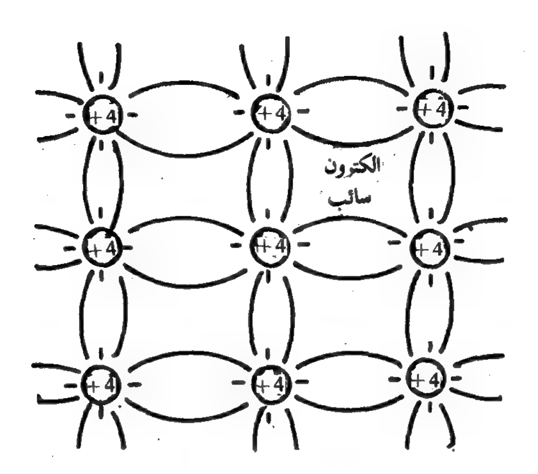
ان اضافة ذرات شائبة الى اشباه الموصلات النقية ، بنسب قليلة تعمل على زيادة الموصلية لهذه المواد فمثلا اذا اضيفت الشوائب بنسبة ذرة واحدة من الشوائب الى 10^8 ذرة جرمانيوم فان ذلك يكفي لزيادة الموصلية بمقدار من 10 الى 15 مرة . كذلك فان اضافة الذرات الشائبة الى اشباه الموصلات النقية تعطينا امكانية التحكم في كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل اوكثافة الفجوات فيه وبصورة مستقلة وتضاف الشوائب عادة بنسبة ذرة عنصر شائب واحد الى مليون ذرة سيلكون او جرمانيوم

يوجد نوعان من الشوائب ! تلك التي تعمل على زيادة الموصلية بزيادة عدد الالكترونات وتكون من عناصر المجموعة الخامسة من الجدول الدوري (خماسية التكافؤ) وتلك التي تزيد الموصلية بزيادة عدد الثقوب وتكون من ضمن عناصر المجموعة الثالثة (ثلاثية التكافؤ) ولهذا فان شبه الموصل المطعم يصنف الى نوعين رئيسين وذلك حسب نوع الشوائب المضافة اليه .

4 - 8 - 1 اشباه الموصلات السالبة N - type semiconductor

رأينا فيما سبق ان حاملات التيار في اشباه الموصلات ، هي الالكترونات والفجوات اما في هذا النوع من اشباه الموصلات فان الحاملات الاغلبية للتيار majority carriers هي الالكترونات الناتجة من ادخال مادة شائبة خماسية التكافؤ كذرة الزرنيخ arsenic مثلا يوجد في هذه الذرة خمسة الكترونات في مدارها الخارجي على حين تحوي ذرة السيلكون اربعة الكترونات خارجية وعندما تحل ذرة زرنيخ محل ذرة سيلكون في بلورة السيلكون فان اربعة الكترونات خارجية من ذرة الزرنيخ تساهم باربعة اواصر تساهمية

مع ذرات السيلكون المجاورة ويبقى الالكترون الخامس لذرة الالكترون معلقا بالذرة الام دون ان يدخل ضمن الاواصر التي تربط الذرات – انظر الشكل (11)



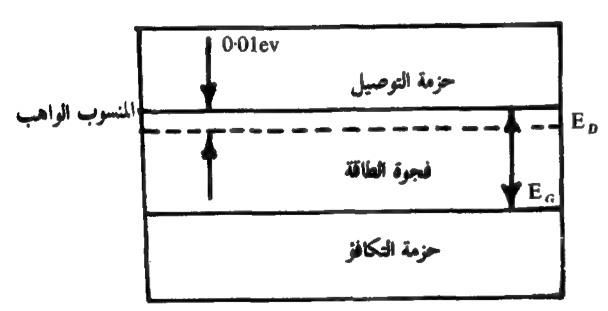
الشكل (١١) : – شبه موصل نوع N

ان هذا الالكترون الخامس يكون شبه سائب وتكفي طاقة صغيرة لاتتعدى عن 0.04 اليكترون فولت للجرمانيوم و 0.01 اليكترون فولت للسيلكون لنقله الى حزمة التوصيل .وبهذا فان وجود الذرات الشائبة يزيد من عدد الالكترونات الطليقة في حزمة التوصيل مع قليل من الطاقة ليس غيروقد يتضاعف هذا العدد ، من الالكترونات الطليقة الى الف مرة عما هوعليه في حالة السيلكون النقي .

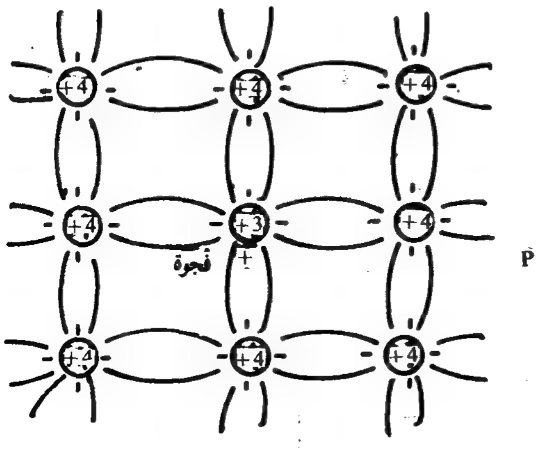
ومن الجدير بالذكر ان ظهور الالكترونات الفائضة في حزمة التوصيل نتيجة لوجود الشوائب لايقابله ظهور الثقوب في حزمة التكافؤ. فهذه الالكترونات لاتنتقل من حزمة التكافؤكما يحدث ذلك في المادة النقية بل انها تنتقل من مستويات طاقة واقعة تحت حافة حزمة التوصيل (ضمن فجوة الطاقة) وعلى عمق قليل جدا من الطاقة (0.01 eV او 0.04eV) انظر الشكل (12) . ويسمى هذا المستوى الجديد للطاقة بالمستوى الواهب donor level وهو يمثل مستوى الطاقة للذرات الشائبة ولهذا تسمى الذرات الداخلة بالذرات الواهبة donors . وعليه فان غالبية التيار يكون نتيجة شحنات الالكترونات (السالبة) ومن هنا جاءت تسمية هذا النوع من البلورات بالسالبة N – type .
اما كثافة الثقوب فتحددها الالكترونات التي تترك حزمة التكافؤ الى حزمة التوصيل ويكون تأثيرها على التوصيل مهملا ولهذا فانها تدعى بالحاملات الاقلية minority carriers

2 – 8 – 4 اشبـاه المـوصــلات المــوجبــة P - type semiconductor : –

الان لو اضفنا بعض ذرات مادة شائبة ثلاثية التكافؤ كالكاليوم او الالمنيوم او البورون الى بلورة السيلكون فان ظاهرة مختلفة سوف تحدث. تحوي ذرات الكاليوم عـلى ثلاثة الكترونات في مدارها الخارجي متوزعة على هيئة $4s^2 4p$ لذلك فان وجـود هذه الذرات في بلورة السيلكون $3s^2 3p^2$ يولد مكانات شاغرة في تركيبها الالكتروني تدعى بالفجوات holes – انظر الشكل (12) – ويحتاج الالكترون الى طاقـة قليلة جدا لكي يدخل في فجوة معينة ولكنه بهذه العملية يترك خلفه فجوة جديدة. فعند تسليط مجال كهربائي على بلورة السيلكون الشائبة هذه فان حركة الفجوات ستنتظـم فيها وتنساق نحو القطب السالب مولدة بذلك تيارا يدعى بتيار الفجوات currenthole هذا النوع من المادة يدعى بشبه الموصل من النوع الموجب P - type sehaicarducter وتدعى الذرات الشائبة الداخلة بالذرات المتقبلة acceptors لتقبلها الالـكترونات من ذرات البلورة الاصلية .

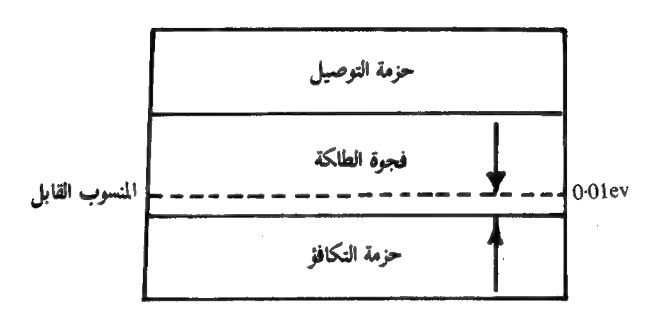


الشكل (١٢) : مخطط الطاقة لشبه موصل من نوع N



الشكل (١٣) . – شبه موصل من نوع P

وكما هو الحال في الشوائب المانحة فان الشوائب القابلة تكون مستويات طاقة جديدة ضمن فجوة الطاقة وعلى مسافة قريبة جدا من حزمة التكافؤ يطلق عليها بالمنسوب القابل acceptor level – انظر الشكل (14) – تبلغ قيمته حوالي 0.01 ev بالنسبة للجرمانيوم و 0.16 ev بالنسبة للسيلكون . وان وجود هذا المنسوب يسهل من عملية انتقال الالكترونات من حزمة التكافؤ اليه وان انتقال الالكترون يؤدي الى تخلف فجوة في حزمة التكافؤ وهذه الفجوات تساعد على سريان التيار .



الشكل (١٤) : – مخطط الطاقة لشبه موصل نوع P

3 – 8 – 4 كثافة الشحنات في اشباه الموصلات الشائبة : –

مما تقدم يتبين لنا ان توصلية الشوائب تكون غالبة على التوصلية الذاتية اذا كان تركيز الشوائب الواهبة N_d او المتقبلة N_a أكبر من تركيز حاملات الشحنة الذاتية $n_i = p_i$ وفي شبه الموصل الشائب يقل تركيز الحاملات الاقلية بنفس عدد المرات التي يزداد بها تركيز الحاملات الاكثرية فاذا كان $n_i = n_n = p_n = 10^{13}\ cm^{-3}$ في الجرمانيوم ثم تضاعف تركيز الالكترونات ، بعد اضافة الذرات المانحة ، بـ 1000 مرة بحيث اصبح $n_n = 10^{16}\ cm^{-3}$ فسيقل تركيز الفجوات بـ 1000 مرة ويصبح $p_n = 10^{10}\ cm^{-3}$ اي أقل بمليون مرة من تركيز الالكترونات والسبب في ذلك ان اعادة الاتحاد تتناسب طرديا مع تركيز الالكترونات وبذلك سيضاعف عدد الالكترونات التي تتحد ثانية مع الفجوات بـ 1000 مرة فتصبح الفجوات 1000 مرة اقل مما كانت عليه . وبالنسبة الى نصف موصل سالب فان العلاقة

$$n_n\, p_n = n_i^2 \qquad \dots (31)$$

$$10^{16} \times 10^{10} = (10^{13})^2$$

وما قيل عن شبه الموصل السالب يصح قوله على شبه الموصل الموجب حيث ان $p_i << Na$
ويمكن اعتبار ان $P_p \approx Na$ اي ان

$$n_p P_p = p_i^2 = n_i^2 \qquad (32)$$
$$10^{10} \times 10^{16} = (10^{13})^2$$

بقي لنا ان نذكر انه عندما ترتفع درجة حرارة شبه الموصل الشائب كثيرا عن درجة حرارة الغرفة فان الالـكترونات او الفجوات الاصلية سوف تهيمن على الالـكترونـــات والفجوات الشائبة وتصبح كثافة الالـكترونات في حزمة التوصيل مساوية مرة اخرى لـكثافة الفجوات في حزمة التكافؤ وهكذا فان الحرارة العالية غير مرغوب فيها اذ هي تبعد العناصر شبه الموصلة من اداء عملها بالصورة الاعتيادية .

9 – 4 سريان التيار في اشباه الموصلات الشائبه :

يسري التيار في المواد بصورة عامة اذا كان هناك :

أ – انحدار في الجهد $\left(\frac{dv}{dx}\right)$

ب – انحدار في كثافة الحاملات للشحنات السالبة او الموجبة $\left(\frac{dn}{dx}\right)$ او $\left(\frac{dp}{dx}\right)$.

جـ – تغير في الازاحة الكهربائية مع الزمن $\left(\frac{dD}{dt}\right)$.

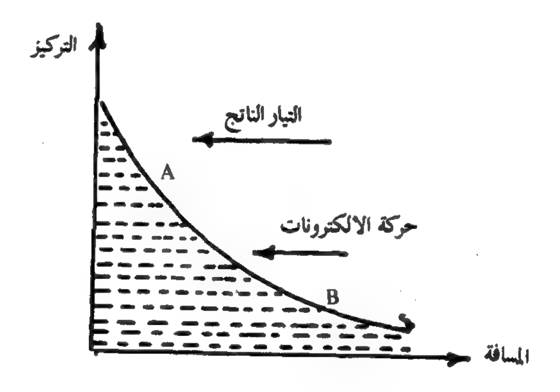
يسمى التيار الناتج عن التغير في الازاحة الكهربائية بتيار الأزاحة displacement current وهو يظهر في العوازل فقط اما التيار الناتج عن وجود انحدار في الجهـــد فيسمى بتيار الحمل او التوصيل وهو يظهر في الموصلات واشباه الموصلات وقد تكلمنا عنه فيما مضى واطلقنا على التيار الناتج من حركية كل الالكترونات في حزمة التوصيل او الفجوات في حزمة التكافؤ ، في شبه الموصل الذاتي عند تسليط المجال الكهربائـــي ، بتيار الانسياق drift current تمشيا مع السرعة النهائية التي تصلها حاملات الشحنة اي سرعة الانسياق dritt velocity

من جهة اخرى هناك تيار اخر يظهر فقط في اشباه الموصلات عند غياب المجال الكهربائي وعندما يكون توزيع الشحنات داخل المادة شبه الموصلة غير منتظم يسمى بتيار

الانتشار diftusion current (I_D)

فعلى سبيل المثال اذا كان تركيز الالـكترونات عند النقطة (A)– انظر الشكل (15) – في داخل المادة شبه الموصلة اكبر مما هو عليه في النقطة (B) فان وجود هذا الانحدار في التركيز (concentration gradient) سوف يعمل على دفع الالكترونات للانتشار من النقطة (A) باتجاه النقطة (B) مؤديا بذلك الى احداث تيار الانتشار .

هذا وقد وجد ان كثافة تيار الانتشار الناتج عن انتشار الالكترونات J_{Dn} تتناسب طرديا مع انحدار التركيز لهذه الالـكترونات في المادة شبه الموصلة السالبة حيث ان



الشكل (١٥) : – تغيرتركيز الالكترونات مع المسافة في شبه الموصل

$$J_{Dn} = e\, D_n \frac{dn}{dx} \qquad \ldots (32)$$

وتسمى D_n بثابت التناسب وتكون مساوية لـ $\frac{KT}{e}\mu_e$

كذلك فان كثافة تيار الفجوات الناتجة عن انتشار الفجوات J_{Dp} تتناسب طرديا مع انحدار التركيز لهذه الفجوات في المادة شبه الموصلة الموجبة حيث ان

$$J_{Dp} = -\, e\, D_p \frac{dp}{dx} \qquad \ldots (33)$$

حيث يمثل D_p ثابت التناسب ويكون مساويا لـ $\mu_p \frac{KT}{e}$ وتأتي الاشارة السالبة اعلاه بسبب ان اتجاه سريان الفجوات هو في الاتجاه المعاكس لتيار انتشار الفجـوات بينما يكون تيار انتشار الالكترونات في نفس اتجاه سريان الالكترونات .

مما تقدم يتبين لنا انه في حالة تسليط مجال كهربائي على شبه موصل يحمل انحدارا في تركيز الشحنات بداخله فان نوعين من التيار سوف يسريان فيه هما : تيار الانسيـاق وتيار الانتشار وعليه فان كثافة التيار الكلي (J_n) الناجمة عن الالكترونات على سبيـل المثال ، هي .

$$J_n = J_e + J_{Dn} = ne\,\mu_e\,E + e\,D_n \frac{dn}{dx} \qquad \ldots (34)$$

وكذلك الحال بالنسبة لكثافة التيار الكلي (J_p) الناجمة عن الثقوب

$$J_p = J_h + J_{Dp} = pe\,\mu_h\,E - e\,D_p \frac{dp}{dx} \qquad \ldots (35)$$

اسئلة ومسائل

1)عدد أهم العناصر شبه الموصلة
2) ما المقصود بشبه الموصل الذاتي والشائب
3) ما المقصود بتيار الحمل وكيف يختلف عن تيار الانتشار
4) لماذا اخفق انموذج ثومسن في اعطاء فكرة صحيحة عن الذرة ؟
5) ما الذي يعنيه ان معظم اشعة الفا استطاعت اختراق الصفيحة الذهبية في تجربة راذورفورد . وما معنى ان قسما منها قد ارتد بالاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصلي .
6) ما الظروف التي تصبح عندها الحاملات الاقلية اكبرعددا من الحاملات الاكثرية ؟
7) وضح ما دور الحاملات الاقلية في شبه الموصل من نوع N . وضح كذلك كيف يتم توليد الحاملات الاقلية في النوع P .
8) اشرح الاسس لنظرية الحزم المعتمدة للتفريق بين الموصلات والعوازل .
9) اشتق علاقة لكثافة (أ)الالكترونات في حزمة التوصيل (ب) الفجوات في حزمة التكافؤ في شبه الموصل .
10) برهن على ان مستوى فيرمي يقع في منتصف فجوة الطاقة في اشباه الموصلات النقية
11) ماشبه الموصل الشائب؟ وضح الفرق بين نوع P ونوع N .
12) عرف الحركيّة للشحنات وبين علام تعتمد ؟
13) وضح لماذا يمتلك شبه الموصل الشائب معامل مقاومة موجباً بينما يمتلك شبه الموصل الذاتي معامل مقاومة سالبا مع زيادة درجة الحرارة ؟
14) هل تغير الذرات الشائبة من مقاومة المواد شبه المو صلة ؟ كيف ؟ ولماذا ؟
15)ما شرط الحصول على تيار الانجراف
16)اذكر الشرط الضروري لتوليد تيار الانتشار
17) ما العوامل التي تحدد عدد الشحنات الحرة في المواد
18) ارسم الشكل التخطيطي لمخطط طاقة الحزم للسيلكون في درجة حرارة الصفر المطلق عند درجة حرارة الغرفة
19)اذا كانت الايونات الموجبة لاتستطيع الحركة فكيف تفسر وجود تيار الفجوات ؟
20) ما العملية المعاكسة لعملية توليد ازواج الكترون – فجوة ؟ وضح ذلك
21) ايهما اكبر حركية الالكترونات ام الفجوات ولماذا ؟ وضح ذلك

22) وضح بالتفصيل كيفية تكون حاجز الجهد في وصلة الـ PN

23) نصف موصل نقي من الجرمانيوم يمتلك مقاومية 0.45 اوم – متر . احسب كثافة حاملات الشحنات (الالكترونات والفجوات) اذا كانت الحركية لهذه الحاملات هي $0.39\ m^2/V$ و $0.19\ m^2/V$ وعلى التوالي

24) نصف موصل من نوع N من الجرمانيوم يمتلك توصلية $200 v/m$. افرض ان حركية الالكترونات هي $0.39\ m^2/V$. احسب كثافة الذرات الشائبة

25) اذا كانت كثافة الالكترونات الحرة في الجرمانيوم النقي عند $300\ k^{\circ}$ هي $2.4 \times 10^{19}/m^3$ ما مقاومة قضيب من الجرمانيوم ابعاده 1 و 2 ملمتر و 1 سم .

26) اذا كانت كثافة الالكترونات الحرة في السيلكون النقي هي $1.7 \times 10^{16}/m^3$. احسب مقاومة قطعة من السيلكون طوله 1 و 2 مليمترو 1 سم.

27) استخدم النتائج في السؤالين اعلاه لحساب النسبة بين مقاومية السيلكون الى مقاومية الجرمانيوم عند درجة الحرارة 300° k

28) احسب النسبة بين عدد الذرات في الجرمانيوم الى ازواج الالكترون – فجوة عند درجة حرارة الغرفة . كذلك احسب المقاومة الذاتية (عدد ازواج الالكترون – فجوة هي $2.4 \times 10^{19}\ m^{-3}$ عند $300\ k^{\circ}$) .

الفصل الخامس

الثنائي البلوري

Crystal Diode

5 – 1 المقدمة :

رأينا فيما سبق ، ان بالامكان الحصول على مادة شبه موصلة من نوع موجب P - type او من نوع سالب N – type عن طريق ادخال مادة شائبة ثلاثية التكافؤ او خماسية التكافؤ الى مادة شبه موصلة نقية وعلى التوالي. وعلى الرغم من ان كلا النوعين ، من اشباه الموصلات ، يحتوي على حاملات الشحنة الاكثرية (التي يعتمد عددها على تركيز الذرات الشائبة الداخلة) وكذلك على حاملات الشحنة الاقلية (التي تنتج حراريا وبالتالي يعتمد عددها على درجة حرارة المادة) الا ان هذه المواد ليست بذات اهمية عملية عند استعمالها ، في الدوائر ، بصورة منفردة .

من جهة اخرى يمثل ثنائي الوصلة PN واحدا من اهم الاجهزة الالكترونية ويمكن لهذا الثنائي ان يقوم بعمل الصمام الثنائي المفرغ ويمتاز عليه في كثير من النواحي التي سنأتي على ذكرها لاحقاً .

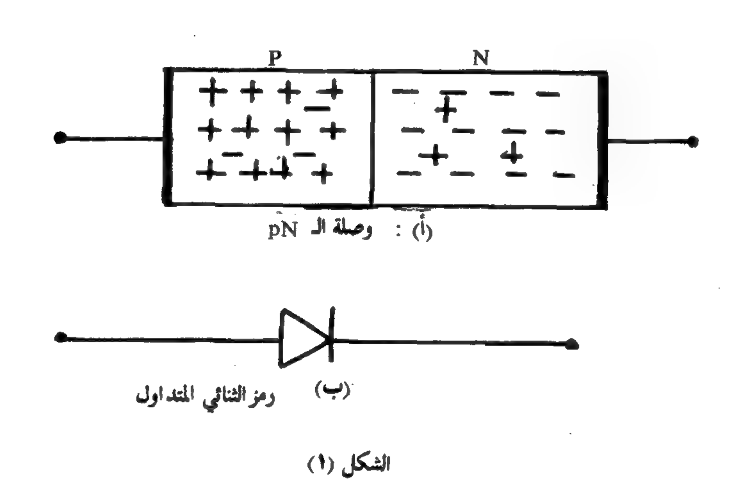
بناءً عليه سنقوم هنا بالتعرف على كيفية الحصول على وصلة الـ PN ومن ثم دراسة العمليات الفيزيائية التي تحدث فيها وكذلك سلوكها الكهربائي وصولاً الى اقرار النموذج الكهربائي المكافيء لهذا الثنائي ، كذلك سنحاول التعرف على بعض من الثنائيات الاخرى ومنها : ثنائي زينر والثنائي النفقي .

* هذه التسمية لوصلة الـ PN سيكون محل الاستعمال في هذا الفصل وما يليه

ان دراسة هذه الثنائيات ليس ضروريا فقط للتعرف على تطبيقاتها الكثيرة التي سنأتي عليها في فصل لاحق، وانما ايضا لان فهم عمل هذه الثنائيات ، وعلى وجه الخصوص ثنائي الوصلة pN ، هو ضروري لفهم عمل الترانزستور الذي يشكل اساس الهندسة الالكترونية الحديثة

5 – 2 ثنائي الوصلة pN Junction Diode : PN

يتم الحصول على ثنائي الوصلة pN عند جمع combine النوعيه ، السالب والموجب من شبه الموصل الى بعضهما . ولا يقصد بالجمع هنا ، تقريب احد النوعين الى النوع الاخر بحيث يتلامسا وانما يقصد به ان كلا النوعين من المادة شبه الموصلة السالبة والموجبة ، يتم تصنيعهما على بلورة واحدة من مادة نصف موصلة ، بحيث يصبح احد نصفيها سالبا والنصف الاخر موجباً وذلك عن طريق ادخال المادة الشائبة المناسبة الى نصفي البلورة . يبين الشكل (1أ) ثنائي الوصلة pN اواختصاراً بالثنائي diode ويرمز له عادة بالشكل (1 ب)



الشكل (١)

1 - 2 - 5 منطقة الاستنزاف : depletion layer

عند جمع نصفي وصلة الـ PN بالطريقة المذكورة اعلاه وبسبب ان تركيز حاملات الشحنة في اي من النوعين (الالكترونات في النوع السالب والفجوات في النوع الموجب)

هو اكبر بكثير مما هو في النوع الاخر مما يشير الى عدم وجود انتظام في توزيع اي من هـذه الحاملات عبر الوصلة او بعبارة أخرى وجود تحدر في تركيز الالـكترونات $\left(\frac{dp}{dx}\right)$ في المنطقة السالبة وكذلك تحدر في تركيز الثقوب $\left(\frac{dp}{dx}\right)$ في المنطقة الموجبة أنظر الشكل (2) . يلاحظ في هذا الشكل وصلة PN يحدث عبرها تغيراً فجائياً من النوع P الى النوع N وبالعكس وتسمى هـذه الوصلة أحيانا بالوصلة الفجائية aburpt Junction . ان وجود مثل هذا التحدر سيؤدي بالتالي الى انتقال (او انتشار) بعض الالـكترونات الى المنطقة الموجبة عبر الحد في شبه الموصل وكذلك بعض الثقوب في الاتجاه المضاد .

ان عبور الالـكترونات الى المنطقة P سوف يجعل منه حاملا اقليا وبوجود الاعداد الـكبيرة من الفجوات حوله يكون زمن بقائه قصيراً ، فحال دخوله المنطقة P يسقط في فجوة وعندما يتم هذا فان الفجوة تختفي ويصبح الالـكترون الحر الـكترونا تكافؤيا . كذلك هو الحال بالنسبة للفجوات العابرة الى المنطقة N حيث تقوم باقتناص الـكترون حر من بين الاعداد الـكبيرة المحيطة بها .

ان انتشار الحاملات وانتقالها من جهة الى اخرى لايعني انتقال الذرات الأم التابعة لها ، ذلك لان هذه الاخيرة تكون مرتبطة مع مثيلاتها من الذرات الاخرى بأواصر تساهمية يصعب كسرها ، وانما يؤدي الى تكون شحنتين مختلفتي الاشارة على جانبي الحـد الفاصل ، في وصلة الـ pN ، بسبب من تخلف الايونات الموجبة في المنطقة N والايونات السالبة في المنطقة P انظر الشكل (3) .

الشكل (٢) : – وصلة فجائية

الشكل (٣) : وصلة الـ pN مع طبقة الاستنزاف

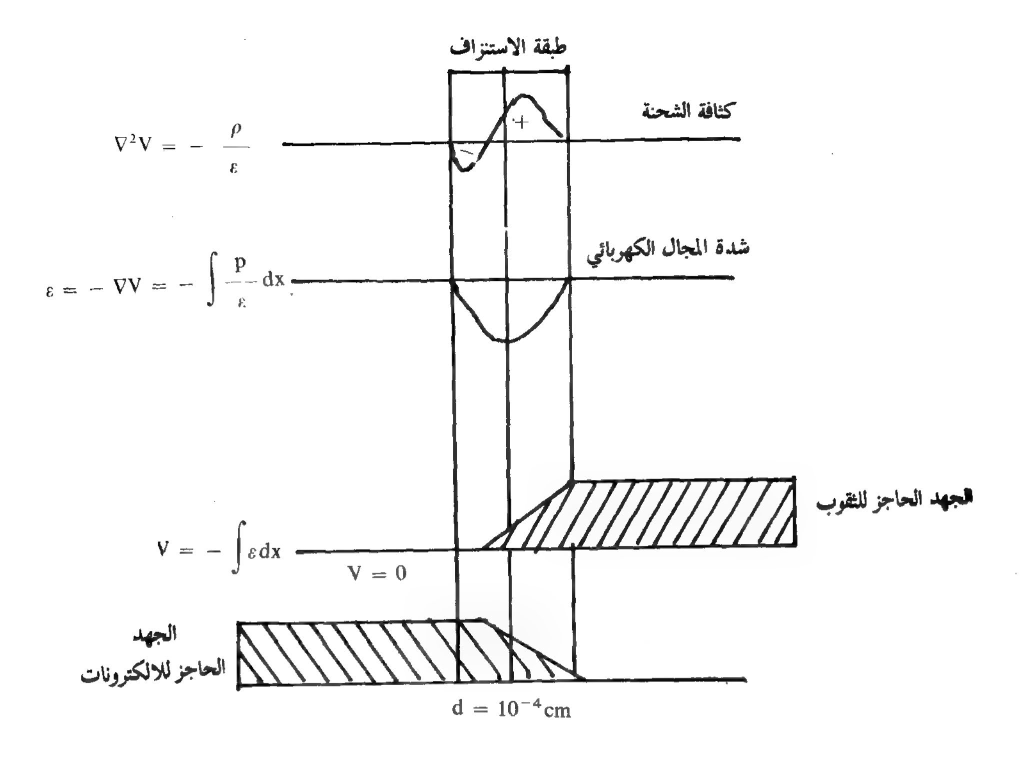
ان كل زوج متكون من الايون الموجب والسالب في الشكل (3) يدعى بثنائي القطب dipole ، وان وجود مثل هذا الثنائي القطب يعني ان الكترونا واحدا من الكترونات حزمة التوصيل وفجوة واحدة قد توقفا عن التجوال وبتزايد اعداد هذه الثنائيات القطبية تخلى المنطقة المتاخمة للحد الفاصل بين وصلتي الـ pN ، من الشحنات المتحركة وتدعى هذه المنطقة الخالية من الشحنات بطبقة الاستنزاف depletion leuyer – انظر الشكل (٣) .

ومن الجدير بالذكر ان معظم مقاومة وصلة الـ pN تتركز في منطقة الاستنزاف حيث تكون مقاومتها كبيرة بالمقارنة مع بقية اجزاء شبه الموصلين P و N .

2 - 2 - 5 الجهـــد الحاجـــز : The potential barricr

من المعروف ان وجود شحنتين مختلفتين ومفصولتين عن بعضهما بمسافة سوف يعمل على خلق مجال كهربائي يؤدي بدوره الى احداث جهد كهربائي (V_B) عبر وصلة الـ PN يعمل على اعاقة انتشار الحاملات في كلا الاتجاهين ويسمى بالجهـد الحاجـز potential barrier . يوضح الشكل (٤ ب) تغير شدة المجال الكهربائي حول حدود الوصلة بينما يبين الشكل (٤ جـ) الجهد الذي يحجز أو يعيق انتقال ثقوب اكثر ، اما الشكل (٤ د) فيشير الى الجهد الحاجز للالكترونات وعليه فان الشكلين الاخيرين يبدوان كمرتفعين او تلين احداهما يعيق مرور او تسلق الالكترونات والاخر يعيق تسلق الفجوات ولذلك يدعى كل منهما احيانا بمرتفع الجهد potcntial hill وتكون قيمته في غضون بضع اعشار الفولت .

ومن الجدير بالذكر ان ازدياد تركيز الشوائب يؤدي الى ازدياد تركيز الحاملات الاكثرية ومن ثم تزداد اعدادها التي تنتشر عبر الحد الفاصل وبالتالي تنمو كثافة الشحنة المتخلفة ويزداد لذلك قيمة الجهد الحاجز اي يزداد ارتفاعه ويصاحب ذلك تناقص في سمك منطقة الاستنزاف ويرمز لهذا السمك عادة بالرمز d ، وبالنسبة الى الجرمانيوم مثلا ، وعند القيم المتوسطة لتركيز الشوائب ، تتراوح قيمة V_B مابين 0.2 الى 0.3 فولت و d مابين 10^{-5} الى 10^{-4} سم . اما عند قيم التركيز الاعلى التي تستخدم في بعـــض الحالات ، فيكون V_B مساويا لـ 0.7 فولت و d مساويا لـ 10^{-6} سم .



الشكل (٤) : - كثافة الشحنة وشدة المجال الكهربائي والجهد الحاجز في منطقة الاستنزاف في وصلة الـ pN

5 - 3 وصلة الـ PN في حالة الاستقرار

ذكرنا انفا ان وجود التحدر في تركيز الالكترونات والفجوات عبر الوصلة PN سيعمل على انتشار هذه الحاملات الاكثرية عبر الوصلة . ان انتقال الحاملات الاكثرية نتيجة للانتشار سوف يؤدي الى احداث تيار الانتشار وفقا لمعادلة الانتشار الاتية :

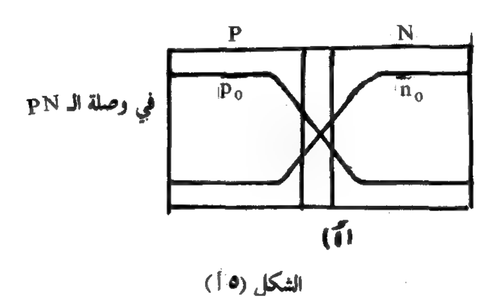
$$J_e = qD_e \frac{dn}{dx} \qquad \ldots (1)$$

حيث يمثل J_e كثافة تيار الانتشار الناتج عن الالكترونات التي تنتشر من الجانب N الى الجانب p ويمثل D_e ثابت الانتشار للالكترونات ويقاس بالمتر المربع لكل ثانية هناك معادلة مشابهة بالنسبة لكثافة انتشار التيار الناتج عن الثقوب

$$J_h = -qD_h \frac{dp}{dx} \qquad \dots (2)$$

حيث يعني وجود الاشارة السالبة ، في المعادلة اعلاه الى ان حركة الفجوات تكون بعكس حركة الالـكترونات وعليه فان محصلة كثافة تيار الانتشار في وصلة الـ PN تكون مساوية لـ

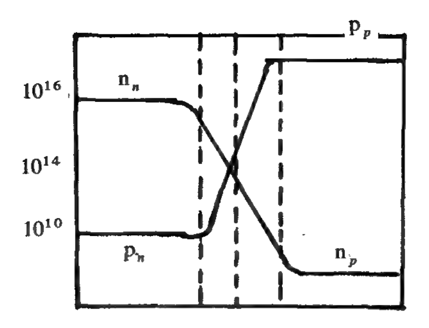
$$J_d = J_e + J_h = q\left(D_e \frac{dn}{dx} + D_h \frac{dp}{dx} \right) \qquad \dots (3)$$



الشكل (٥ أ)

على الرغم من اننا ذكرنا ان التغير من النوع P الى النوع N يكون فجائيا ، انظر الشكل (2) ، الا ان عملية انتشار الحاملات الاكثرية عبر هذه الوصلة سوف يؤثر على قيمة الانحدار الكثافي لهذه الحاملات عبر الوصلة ويصبح الانحدار الكثافي منحنيا ومتدرجا – انظر الشكل (5) – بدلاً من كونه فجائيا ويوضح الشكل (5 ب) توزيع تركيز الحاملات في وصلة الـ PN في الجرمانيوم . ونظراً لاختلاف تركيز الحاملات الاكثرية والاقليه بملايين المرات فقد رسم المحور الرأسي الذي يمثل تركيز الالـكترونات والفجوات بمقياس لوغاريتمي . وعادة مايختلف تركيز الشوائب في المنطقتين N و P ، ويقابل الشكل هذه الحالة بالذات ويلاحظ ان تركيز الحاملات الاكثرية والاقلية في شبه الموصل السالب هما : $n_n = 10^{16} cm^{-3}$ و $n_p = 10^{10} cm^{-3}$ وفي شبه الموصل الموجب هما ! $p_p = 10^{18} cm^{-3}$ و $p_n = 10^{8} cm^{-3}$

من جهة أخرى فأن وجود الجهد الحاجز والناتج بسبب من عملية الانتشار ، سوف يعمل على تحريك الحاملات الاقلية في كل من المنطقتين N و P مؤديا بذلك الى احداث تيار يسمى بتيار التوصيل . وحيث ان الحاملات الاقلية ، تتكون هي الاخرى ، من نوعين : الالـكترونات والفجوات ، لذا فان تيار التوصيل يتكون هو الاخر من مركبتين هما :



الشكل (٥ ب) : - تركيز الحاملات في الجرمانيوم

كثافة تيار التوصيل للالـكترونات

$$J_e = \sigma_e E = qn \mu_e E \qquad \dots (4)$$

وكثافة تيار التوصيل للفجوات

$$J'_h = \sigma_h E = qp \mu_h E \qquad \dots (5)$$

حيث يمثل n و p عدد كل من الالـكترونات والفجوات الاقلية وعلى التوالي بينما تمثل μ_e و μ_h حركية كل من الالـكترونات والفجوات .

وعند جمع المعادلتين (4) و (5) فان كثافة تيار التوصيل الـكلي تكون مساوية لـ

$$J_c = (\sigma_e n + \sigma_p p) qE \qquad \dots (6)$$

مما تقدم يتبين لنا ان محصلة التيار ، الساري في وصلة الـ PN يسبب من حركـة الالـكترونات ، تكون مساوية لتيار الانتشار + تيار التوصيل اوبصيغة رياضية :

$$J_e + J'_e = qD_e \frac{dn}{dx} + qn \mu_e E \qquad \dots (7)$$

وكذلك بالنسبة لمحصلة التيار الناتج عن حركة الفجوات

$$J_h + J'_h = qp\mu_h E - qD_h \frac{dp}{dx} \qquad (8)$$

على اية حال ، تكون محصلة التيار الكلي (J) في وصلة الـ PN ، في حالة انعدام الجهد الخارجي ، مساوية لمجموع تيار الانتشار وتيار التوصيل ، أوان

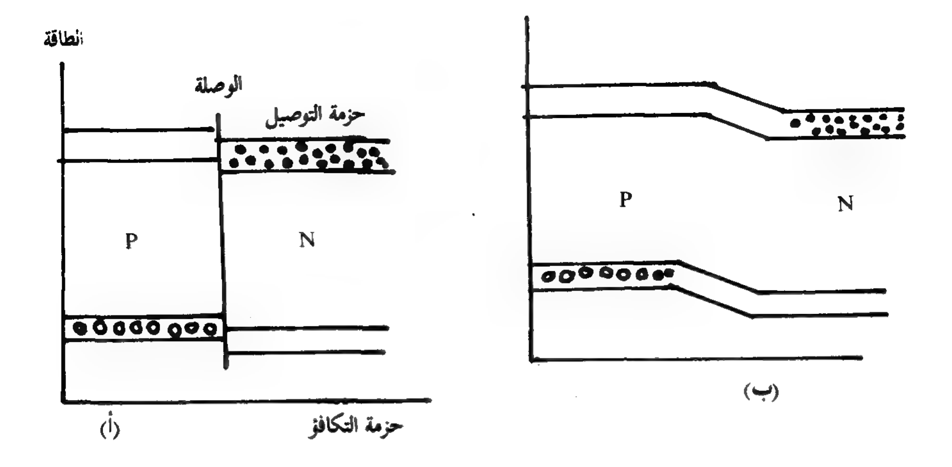
$$J = J_d + J_c \qquad \dots (9)$$

في حالة التوازن الحركي لوصلة الـ pN يتساوى هذان التياران مقدراً ويتعاكسان اتجاها وبالتالي يكون التيار الكلي (J) المار خلال وصلة الـ PN مساويا للصفر . وهذا هو المفروض في حالة انعدام الجهد الخارجي او بكلمة اخرى أن الجهد الحاجز سيأخذ دائما تلك القيمة اوالوضع الذي يكفل التعادل بين تياري الانتشار والتوصيل . لنفرض الان ان تيار الانتشار قد ازداد بسبب ارتفاع درجة الحرارة ان هذه الزيادة في تيار الانتشار معناها عبور عدد اكبر من الالكترونات الى جهة وكذلك عبور عدد اكبر من الفجوات الى منطقة N مؤدية بذلك الى زيادة عدد الايونات المتخلفة وبالتالي الى زيادة قيمة الجهد الحاجز . ان نمو ارتفاع الجهد الحاجز سوف يؤدي الى زيادة مقابلة في تيار التوصيل اي الى انتقال الحاملات الاقلية في الاتجاه العكسي وطالما ان $J_c < J_d$ يتواصل نمو ارتفاع الجهد الحاجز ، وفي نهاية المطاف ، ونتيجة لزيادة J_c يحدث الاتزان $(J_c = J_d)$ ويتوقف نمو V_B .

4 – 5 مخطط الطاقة لوصلة الـ PN

على الرغم من اننا رأينا توا ان الوصلة الفجائية هي شيء مثالي ، وانه بسبب من حصول عملية الانتشار في وصلة الـ PN ، فان جهة P لاتنتهي تماما عندما تبدأ جهة N ، الا اننا ولغرض التبسيط سنبدأ بمخطط الطاقة للوصلة قبل حصول عملية الانتشار – انظر الشكل (٦ أ) .

يلاحظ في هذا الشكل حزم الطاقة قبل انتشار الالكترونات عبر الوصلة وقد احتوت الجهة P على العديد من الفجوات الواقعة في حزمة التكافؤ بينما اختصت الجهة N بالعديد من الالكترونات السائبة التي تقع عادة في حزمة التوصيل ، كذلك يلاحظ ان حزمة التكافؤ قد رسمت اعلى قليلا من حزمة التوصيل . ان السبب في ذلك يعود الى ان



الشكل (٦) : مخطط الطاقة (أ) قبل الانتشار
(ب) بعد الانتشار

الالـكترونات في ذرة خماسية التكافؤيكون ارتباطها بالنواة اقوى من ارتباط الالـكترونات بنويات ذراتها ثلاثية التكافؤومن ثم فان الطاقة الـكامنة للالـكترونات في الذرة الخماسية التكافؤ تكون أصغر او ان الطاقة اللازمة لتحريرها تكون اكبر . ولهذا فان المدارات في ذرة ثلاثية التكافؤ (جهة P) تكون اكبر بقليل من مدارات ذرة خماسية التكافؤ (جهة N) وهذا يشرح سبب كون حزم P اعلى بقليل من حزم N .

ان انتشار الالـكترونات والفجوات عبر وصلة الـ PN لاينتج عنه طبقة الاستنزاف حسب وكما ذكرنا – بل يغير ايضا مستويات الطاقة في منطقة الوصلة . يبين الشكـل (٦ ب) مخطط الطاقة بعد ان يتم التوازن ويلاحظ فيه ان حزم P قد تحركت الى الاعلى نسبة الى حزم N وذلك بسبب من ان عبور الـكترون ما للوصلة فانه سوف يملأ فجوة احدى الذرات الثلاثية التكافؤ وبالتالي فان هذا الالـكترون الاضافي يرفع مدار حزمة التوصيل بعيداً عن الذرة الثلاثية او بعبارة اخرى ان أي الـكترون اخر يأتي الى المنطقة سوف يحتاج الى طاقة اكبر من السابق ليدخل الى مدار نطاق التوصيل . وهذا يطابق القول بان حزم P تحركت الى الاعلى نسبة الى حزم N بعد ان تكون طبقة الاستنزاف قد تكونت .

5 - 5 حساب الجهد الحاجز

ذكرنا ، انفا ، ان الجهد الحاجز يأخذ دائما تلك القيمة او الوضع الذي يكفل حصول التعادل بين تياري الانتشار او التوصيل ، ويمكن التعبير عن ذلك رياضيا بجعل اي من المعادلتين (7) او (8) مساوية للصفر ، اي ان

$$q D_e \frac{dn}{dx} = - qn \mu_e E \quad \dots (10)$$

او ان

$$\frac{dn}{n} = - \frac{\mu_e}{D_e} E\, dx \quad \dots (11)$$

لدينا من معادلة انشتاين في الانتشار

$$\frac{De}{\mu_e} = \frac{D_h}{\mu_h} = \frac{KT}{q} \quad \dots (12)$$

وعند التعويض عن قيمة $\frac{D_e}{\mu_e}$ من المعادلة (12) في المعادلة (11) نحصل على

$$\frac{dn}{n} = - \frac{q}{KT} E\, dx \quad \dots (13)$$

ويأخذ التكامل عبر الوصلة (الملتقى PN) اي على فرض ان عرض منطقة الاستنزاف $x_2 - x_1$ - انظر الشكل (5)- وكذلك من n_p الى n_n . حيث يمثل n_n عدد الالكترونات على حافة منطقة الاستنزاف في الجانب N من الوصلة و n_p عدد الالكترونات على حافة منطقة الاستنزاف في الجانب P من الوصلة . اي ان

$$\int_{n_p}^{n_n} \frac{dn}{n} = \frac{q}{KT} \int_{x_1}^{x_2} (- E)\, dx \quad \dots (14)$$

لدينا ان $V = - \int E\, dx$ وعليه فان المعادلة (14) تصبح بعد اجراء التكامل بالصيغة

$$n_n = n_p e^{V_B/(KT/q)} \quad \ldots (15)$$

هذه المعادلة تمثل العلاقة بين كثافة الالكترونات عند حافة طبقة الاستنزاف في المنطقة N وكثافتها عند حافة الطبقة في المنطقة P من وصلة الثنائي . من جهة اخرى يمثل الاسس $V_{B/(KT/q)}$ نسبة قيمة حاجز الجهد الى معدل الطاقة للشحنات اوبعبارة اخرى هو مقياس لمعدل قدرة هذه الشحنات لعبور هذا الحاجز الجهدي .

وباتباع نفس الخطوات اعلاه يمكن الوصول الى نفس معادلة مشابهة للمعادلة (15) بالنسبة لكثافة الفجوات اي ان

$$P_p = P_n e^{V_B/(KT/q)} \quad \ldots (16)$$

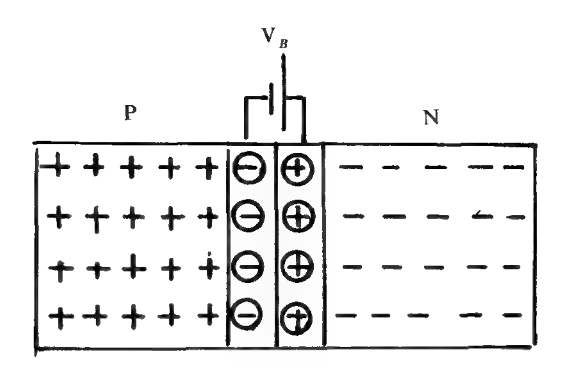
المعادلتين (15) و (16) تعرفان بمعادلتي بولتزمان Boltzman equations على أية حال عند وضع $n_n = N_D$ و $n_p = n_i^2 / N_A$ وتعويضهما في المعادلة نحصل على

$$V_B = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right) \quad \ldots (17)$$

ان أهمية المعادلة (17) تكمن في حقيقة ان V_B قد تم حسابه بدلالة كثافة الذرات الثنائية التي سببت وجوده .

6 – 5 وصلة الـ pN تحت تأثير جهد انحياز خارجي :

عرفنا فيما سبق ، ان نشوء طبقة الاستنزاف عبر وصلةالـ PN يرافقه ظهور جهد حاجز V_B عند هذه الوصلة يعيق انتشار الحاملات الاكثرية ويعمل بذلك للوصول الى حالة الاتزان الحركي ليجعل من محصلة التيار المار في وصلة الـ PN ، مساوية للصفر . يبين الشكل (7) وصلة الـ PN مع الجهد الحاجز V_B والذي يكون مساويا لـ (0·7) فولت تقريبا عند درجة حرارة الغرفة (25°c) بالنسبة لشبه الموصل من السيلكون و 0·3 فولت بالنسبة لشبه الموصل من الجرمانيوم .

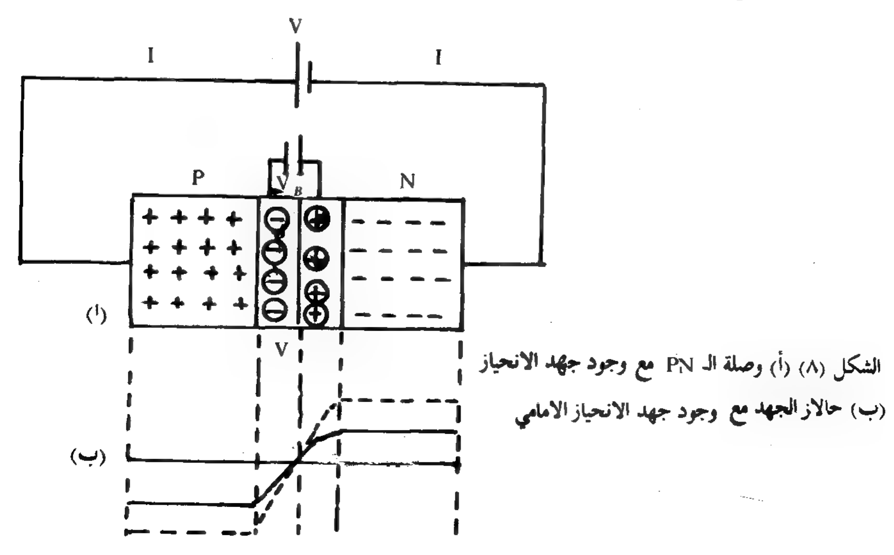


الشكل (٧) : وصلة الـ PN مع الجهد الحاجز V_B

الان اذا ما سلطنا جهداً خارجياً فان هذا الجهد سوف يكون اما مشابها لـ V_B ويسمى عندئذ بالانحياز العكسي او مخالفا لـ V_B ويدعى بالانحياز الامامي وسنقوم هنا بدراسة تأثير هذين النوعين من الانحياز على وصلة الانحياز وسنبدأ بـ .

1 - 5 - 4 الانحيـاز الامامـي لوصلـة الـ Forword bias : PN

يتم الحصول على الانحياز الامامي لوصلة الـ PN بربط القطب الموجب لمصدر جهد خارجي الى شبه الموصل الموجب P والقطب السالب منه الى شبه الموصل السالب N – انظر الشكل (8 أ) .

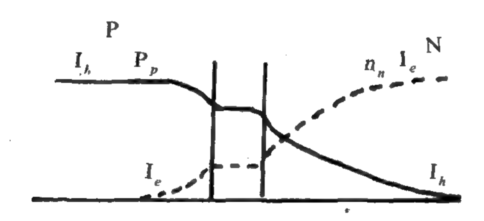


الشكل (٨) (أ) وصلة الـ PN مع وجود جهد الانحياز

(ب) حالاز الجهد مع وجود جهد الانحياز الامامي

ان المجال الكهربائي ، الناتج عن الجهد الخارجي المسلط على الملتقى PN ، سوف يؤثر في الاتجاه المضاد لمجال حاجز الجهد وبالتالي يقل الجهد عبر الملتقى PN ، اي ينخفض ارتفاع الحاجز الجهدي - انظر الشكل (8 ب) - وينمو لذلك تيار الانتشار اذ تستطيع اعداد اكبر من الحاملات الاكثرية ان تجتاز الحاجز الجهدي المنخفض اما تيار التوصيل فلن يتغير تقريبا لانه يعتمد على عدد الحاملات الاقلية التي تعبر الملتقى PN من المنطقتين N و P بفضل سرعاتها الحرارية وبالتالي فان التيار الكلي المار خلال الملتقى لايكون مساويا للصفر .

على اية حال ، عندما تتحرك الفجوات من المنطقة P الى المنطقة N ، بسبب من التنافر بينها وبين القطب الموجب ، فانها تلتحم مع الالكترونات لتصبح هذه الاخيرة الكترونات تكافؤية وكلما توغلت في المنطقة N كلما زاد فرص التحامها مع الالكترونات ويقل عددها تبعا لذلك ، تدريجيا . ويحدث الشيء نفسه بالنسبة للالكترونات العابرة الى المنطقة P . انظر الشكل (9) .



الشكل (٩) : مركبات التيار في مرحلة الـ pN

ومن الجدير بالذكر ان تركيز الشوائب يكون مختلفا عادة في شبه الموصل الواحد ومن ثم يختلف تركيز الحاملات في المنطقتين N و P اختلافا كبيراً وبالتالي يكون الحقن بالحاملات من المنطقة ذات التركيز الاعلى/هو الغالب . فاذا كان $p'_p > n_n$ فان الحقن بالفجوات من المنطقة P الى المنطقة N يفوق الحقن بالالكترونات في الاتجاه المضاد بكثير ، كما هو الحال في الشكل (9) ، فان الالكترونات سوف يتم سحبها من عمق المنطقة N لتسقط في الفجوات وبالتالي فان اعداد الالكترونات العابرة ستكون صغيرة وتضمحل بسرعة عند مرورها في منطقة الغنية بالفجوات .

على اية حال ، يقوم القطب السالب لمصدر الجهد الخارجي بتعويض الالـكترونات الملتحمة مع الفجوات وبذلك يسري تيار في اسلاك التوصيل I . من جهة اخرى تتحول الالـكترونات الساقطة في الفجوات من كونها الـكترونات سائبة الى الـكترونات تكافؤية وبالتالي فانها تفقد جزءاً من طاقتها .

على الرغم من ان جزءاً من هذه الطاقة المفقودة قد يتحول الى حرارة الا ان الجزء الاكبر منها سوف ينتقل الى الالـكترونات التكافؤية للذرات الاخرى . وحيث ان التيار المار في الدائرة هو واحد ، لذا فانه يصبح من المعقول ان نفترض ان الالـكترون التكافؤي العائد الى الذرة الاقرب الى القطب الموجب لمصدر الجهد الخارجي ، هو الذي يستلم هذه الطاقة المفقودة وبالتالي فان هذا الالـكترون يصبح قادراً على الانفلات من ذرته ليتجه نحو القطب الموجب . وهكذا تتكرر العملية اعلاه طالما استمر تسليط الجهد الامامي .
على اية حال ، يمكن اعادة كتابة معادلة بولتزمان (المعادلة (15) و (16)) بالطريقة الآتيـة :

$$P_n = P_p e^{-qV_B/(KT)} \quad \ldots (18)$$

و

$$n_p = n_n e^{-qV_B/(KT)} \quad \ldots (19)$$

عند تسليط جهد انحياز V + على وصلة الـ pN فان الجهد الحاجز يصبح عندئـذ مساويا لـ $(V_B - V)$ وتصبح كثافة الفجوات مساوية لـ

$$P_n + \Delta P_n = P_p e^{-(V_B - V)/(KT/q)} = (P_0 e^{-V_B/(KT/q)} e^{V/(KT/q)} \quad \ldots (20)$$

هذه الزيادة في عدد الفجوات (ΔP_n) تكون بسبب ان فجوات اكثر أصبحت تمتلك الطاقة الـكافية التي تمكنها من اجتياز حاجز الجهد الجديد والمختزل الى قيمة أقل . وبطبيعة الحال هذا يعود الى تسليط جهد الانحياز V . كذلك يزداد عدد الالـكترونات في الجهة المقابلة من طبقة الاستنزاف بحيث ان :

$$n_p + \Delta n_p = n_n e^{-(V_B - V)/(KT/q)} = (P_p e^{-V_B/(KT/q)}) e^{V/(KT/q)} \quad \ldots (21)$$

عند طرح المعادلة (18) من المعادلة (20) نحصل على مقدار الزيادة في كثافة الفجوات

$$\Delta P_n = P_p e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \qquad \ldots (22)$$

وبنفس الطريقة عند طرح المعادلة (19) من المعادلة (21)، نحصل على مقدار الزيادة في كثافة الالـكترونات

$$\Delta n_p = n_n e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \qquad .. (23)$$

الان على فرض ان A تمثل مساحة الوصلة و v_h معدل سرعة الفجوات فان حاصل الضرب $\Delta P q v_h$ سوف يمثل مركبة التيار الناتج عن الفجوات المحقونة الى المنطقة N. أي أن

$$i_h = \Delta P_p q v_h e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1)$$

$$= B_h (e^{V/(KT/q)} - 1) \qquad \ldots (24)$$

وبنفس الطريقة سوف نجد ان مركبة التيار الناتج عن الالـكترونات المحقونة الى المنطقة P، تكون مساوية لـ

$$i_e = B_n (e^{V/KT/q)} - 1) \qquad \ldots (25)$$

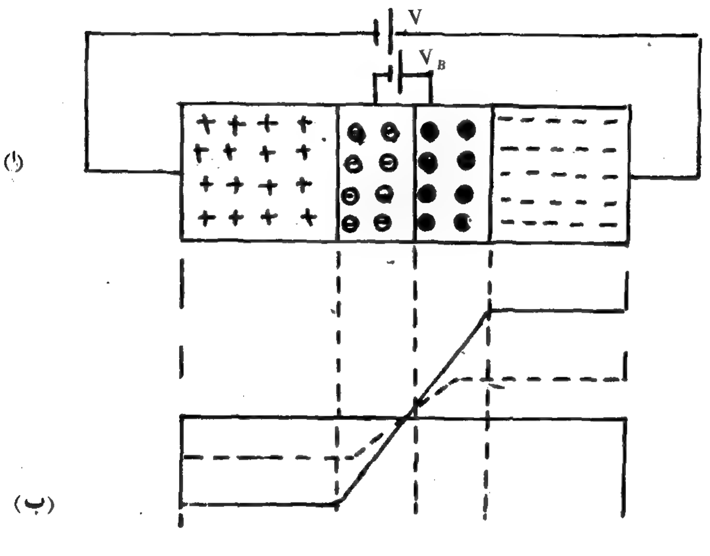
وبالتالي فان التيار الـكلي يكون مساويا لـ

$$i = i_h + i_e \doteq (B_h + B_e) (e^{V/(KT/q)} - 1) \qquad \ldots (26)$$

2 - 6 - 5 الانحيـاز العكسـي لوصلـة الـ pN

لنفرض الان ان الجهد الخارجي قد تم ربطه بحيث يؤثر في نفس اتجاه الجهد الحاجز، اي تم ربط القطب الموجب لمصدر الجهد الخارجي الى شبه الموصل السالب N والقطب السالب منه الى شبه الموصل الموجب P – انظر الشكل (10 أ) . في هذه الحالة يؤثر المجال الكهربائي الناتج عن تسليط الجهد الخارجي عبر الملتقى pN في نفـس

اتجاه مجال الجهد الحاجزوبالتالي فان الحاملات الاكثرية(الفجوات والالكترونات)سوف تتحرك باتجاه نهايتي البلورة (بعيدا عن الملتقى pN) لتخلف وراءها الايونات السالبة والموجبة الاضافية ولهذا السبب يزداد عرض طبقة الاستنزاف كلما ازداد الانحياز العكسي – انظر الشكل (10 أ).



الشكل (١٠) : وصلة الـ pN مع جهد الانحياز العكسي

على الرغم من ان الجملة الاخيرة اعلاه صحيحة الا انها ليست دقيقة ذلك لانه يتوجب علينا ان نسأل : عند قيمة معينة لجهد انحياز عكسي ، الى اي حد يمكن ان يزداد عرض طبقته الاستنزاف ؟ وهل يمكن زيادة هذا الجهد العكسي الى ما لانهاية ؟ ان الاجابة عن الجزء الاول من هذا السؤال تتلخص على النحو الاتي : ان الالكترونات الهاربة سوف تخلف وراءها ايونات موجبة وتخلف الفجوات المغادرة ايونات سالبة وعليه فان الايونات الجديدة سوف تزيد من فرق الجهد على طبقة الاستنزاف وكلما زاد عرض طبقة الاستنزاف كبر فرق الجهد عبرها ويتوقف نمو طبقة الاستنزاف عندما يساوي فرق جهدها الجهد الخارجي العكسي المسلط عليها . اما بالنسبة للجزء الثاني من السؤال ، فان الاجابة عنه تكون بالنفي . ذلك لان الاستمرار في زيادة الفولتية العكسية سوف يؤدي ، كما ذكرنا ، الى زيادة الجهد الحاجز مما يعمل على زيادة اعاقة مرور حاملات التيار الاكثرية من جهتي الوصلة ولكنه يعمل في نفس الوقت على دفع حاملات التيار الاقلية

من ازواج الالكترونات والفجوات المنتجة حراريا في داخل منطقة الاستنزاف الى نهايتي البلورة ، الالكترونات الى اليمين والفجوات الى اليسار. انظر الشكل (10 أ) – وبما ان الطاقة الحرارية تنتج ازواجا الكترون – فجوة ، قرب الوصلة ، باستمرار فهناك تيار صغير يسري باستمرار في الدائرة الخارجية .

يكون عدد حاملات التيار الاقلية هذه محدودا عند درجة حرارة معينة ، لذا فان زيادة الجهد السالب لن يؤدي الى زيادةالتيار العكسي لهذا السبب يدعى احيانا بتيار التشبع saturation current ويرمز له بـ I_s ، ولكنه يعمل بطبيعة الحال على

تعجيل هذه الحاملات ($a = \frac{e}{m} \frac{V}{d}$ م / ثا) ومن ثم زيادة سرعها بدرجة كبيرة .

وعلى وفق ذلك عليه فان زيادة جهد الانحياز العكسي عن حد معين (جهد الانكسار break down voltoge) سوف يعمل على اكساب هذه الحاملات طاقة كبيرة يجعلها قادرة على تحرير الكترونات التكافؤ للذرات الاخرى عند اصطدامها بها . ان هذه الالكترونات الاخيرة قد تمتلك قدرا من الطاقة يجعلها قادرة على تحرير الكترونات اخرى من الذرات الاخرى وبهذه الطريقة سوف نحصل على عدد من الالكترونات الحرة يتضاعف عددها بسرعة كبيرة جدا مؤديا الى ما يسمى بالانهيار الكهربائي electrical breakdown يعمل على الاخلال بالاستقرار الحراري لوصلة الـ PN . اوبعبارة اخرى ان كمية الحرارة التي يحصل عليها ثنائي الوصلة نتيجة التسخين بالتيار العكسي تصبح اكبر من كمية الحرارة المسحوبة من الملتقى ولذلك ترتفع درجة حرارة الملتقى وتقل مقاومته ويزداد التيار فيحدث تسخين زائد للثنائي ويتحطم حراريا ولهذا السبب فان معظم الثنائيات لايسمح لها ان تصل الى الانكسار او بعبارة اخرى ان الجهد العكسي المسلط على الثنائي يجب ان يبقى اقل من جهد الانكسار .

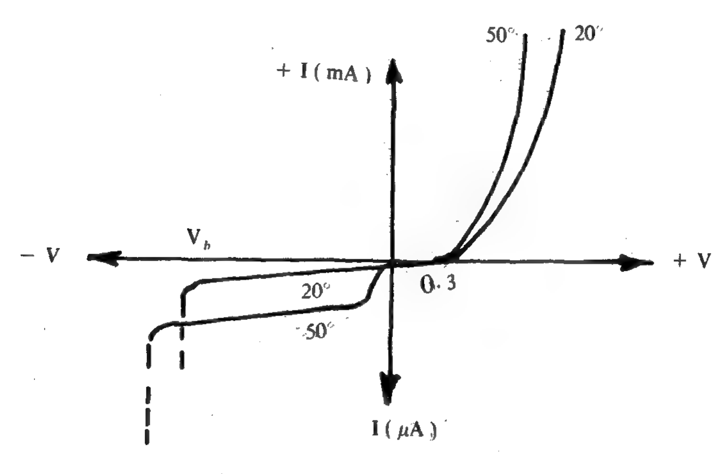
على اية حال ، عند التعويض في المعادلة (26) عن(V) بـ$-(V_B + V)$ فان الحد $e^{-qV/KT}$ سوف يصبح صغيرا الى الحد الذي يمكن اهماله . اي ان

$$i = I_s = -(B_h + B_e) \qquad \dots (27)$$

وبالتالي فان معادلة الفولتية – التيار للثنائي البلوري تصبح على الشكل الاتي :

$$i = I_s (e^{-qV_P/KT} - 1) \qquad \dots (28)$$

حيث يمثل I_s ، وكما ذكرنا ، تيار التشبع العكسي الناتج عن حركـــة ازواج الالكترون – فجوة المنتجة حراريا – لذا فان رفع درجة حرارة الوصلة سيؤدي الى زيادة عدد ازواج حاملات التيار الاقلية المتولدة ، اي يزداد تركيز هذه الحاملات وتنمـــو التوصلية وبالتالي فان خصائص الثنائيات شبه الموصلة تعتمد على درجة الحرارة كثيرا ويتضح ذلك جيدا من منحنى (I – V) للثنائي البلوري ، الشكل (11) ، المرسوم طبقا للمعادلة اعلاه والمأخوذ عند درجتي حرارة مختلفتين لثنائي بلوري من الجرمانيوم .



الشكل (١١) : – منحنى (I – V) للثنائي

يلاحظ في الشكل (11) نمو التيارين الامامي والعكسي عند رفع درجة الحرارة الى ان نسبة زيادة التيار العكسي تكون اكبر . ففي الجرمانيوم يتضاعف التيار العكسي مرتين تقريبا في كل مرة ترتفع فيها درجة الحرارة بمقدار 10°م ، فعلى سبيل المثال اذا ارتفعت درجة الحرارة من 20 م الى 70 °م فان I_s يتضاعف e^5 اي 32 مرة ، اما في السيليكون فان الطاقة الحرارية تنتج الحاملات الاقلية باعداد أقل مما تنتجه في ثنائيات الجرمانيوم اوبعبارة اخرى . ان I_s في السيلكون يقل بكثير عنه في ثنائي الجرمانيوم . هذه الميزة العظيمة للسيلكون هي أحد الاسباب التي جعلته يسود في مجال شبه الموصل .

من جهة اخرى يلاحظ في الشكل (11) ، ان التيار الامامي لاينمو عند رفع درجة الحرارة بنفس القوة التي ينمو بها التيار العكسي والسبب في ذلك هو ان التيار الامامي يعتمد أساسا على تركيز الشوائب (الواهبة والقابلة) ولا علاقة له بدرجة الحرارة ، الا ان رفع درجة الحرارة يزيد وكما ذكرنا ، من تيار التشبع I_s وبالتالي فان ارتفاع الجهد الحاجز يجب ان يقل ليسمح عندئذ للحاملات الاكثرية بالانتشار للوصول الى حالة الاتزان الحركي على فرض ان الجهد الخارجي المسلط يساوي صفراً ، وبالتالي فانه يمكن القول ان انخفاض الجهد الحاجز مع ارتفاع درجة الحرارة هو السبب المباشر وراء زيادة التيار الامامي .

ومن الجدير بالملاحظة في الشكل (11) ان التيار الامامي لايبدأ بالسريان الا عند جهد معين يدعى بجهد العتبة threshold voltage او جهد القطع ويكون مساويا لـ 0·2 الى 0·3 فولت في الجرمانيوم وفي حدود 0·5 الى 0·7 فولت في السيلكون . ان هذا الفرق بين جهدي القطع (0·4 فولت) يعود سببه الى تيار التشبع العكسي . ففي الجرمانيوم يكون هذا التيار اكبر مما هو عليه في السيلكون بحوالي الف مرة . فبينما تقدر قيمته في الجرمانيوم بالمايكروأمبير ($1\ \mu A = 10^{-6} A$) نجد ان قيمته في السيلكون تكون بالنانو امبير ($1 nA = 10^{-9} A$).

كذلك يلاحظ في الشكل (11) ، ان فولتية الانكسار تبدأ عند قيمة أعلى عند ارتفاع درجة الحرارة . لماذا ؟ .

مثـال :

اذا كان تيار الاشباع I_s يتغير من 10^{-14} الى 10^{-9} عند تغير درجة الحرارة من $20°$ الى $125°$ م . فأحسب V_B في كلا الحالتين على فرض ان التيار الامامي يبقى ثابتا عند القيمة (ImA) .

لدينا من المعادلة ان

$$I = I_s (e^{-qV_B/KT} - 1)$$

او ان

$$\frac{I}{I_s} = e^{-qV_B/KT} - 1$$

او ان

$$\ln\left(\frac{I}{I_s}\right) = -\frac{q V_B}{KT}$$

وحيث ان $T = 20 + 273 = 293°K$ لذا فان :

$$\frac{KT}{q} = 25\ mV$$

وبالتالي فان

$$V_B = 25 \log\left(\frac{I}{I_s}\right) = 25 \ln\left(\frac{10^{-3}}{10^{-14}}\right) = 633\ mv \quad ...$$

عند $T = 273 + 125 = 388°K$ تصبح قيمة $\frac{KT}{q}$ مساوية لـ 34 ملي فولت وبالتالي فان

$$V_B = 34 \ln\left(\frac{10^{-3}}{10^{-9}}\right) = 460\ mv$$

وعليه فان V_B يقل مع زيادة درجة الحرارة على الرغم من ثبات التيار الامامي (ثبوت جهد الانحياز الامامي) .

7 – 5 الدائرة المكافئة للثنائي البلوري :

بعد ان تعرفنا على استجابة الثنائي البلوري وسلوكه عند وقوعه تحت تأثير جهد مستمر سنقوم هنا باستبدال هذا الثنائي « بأنموذج model » يتصرف كهربائيا بنفس الطريقة التي يتصرف معها الثنائي وبالتالي فان هذا الانموذج اوالدائرة المكافئة للثنائي يصبح اداة مفيدة يستخدم لتحليل وتصميم دوائر الثنائيات .

من البديهي ان الحصول على النموذج المناسب للثنائي البلوري يفترض ان يكون من خلال منحى الخواص (I – V) للثنائي ، ويتم الحصول عليه على النحو الآتي : يتم تقريب المنحى بين الفولتية صفر و 0.35 فولت – مثلا – بخط مستقيم ، انظر الخط المتقطع OA في الشكل (12) . وحيث ان العلاقة بين الفولتية والتيار تكون خطية ايضا

في المقاومة ، لذا فانه يصبح بالامكان اعتبار الثنائي (على الاقل في المدى 0 – 0·35 فولت) مقاومة تكون قيمتها ، تبعا للشكل (١٢) ، مساوية لـ $\frac{0.28}{0.006} = 47$ أوم .

وعلى هذا الاساس فان الخط المتقطع OA يعرف بالمقاومة الامامية المستمرة للثنائي d.c forward resistance ويرمزها بـ r_F .

على اية حال ، تمثل r_F مقاومة الثنائي عند نقطة واحدة هي (0·28V , 0·006A) ومن ثم فان قيمة هذه المقاومة سوف تختلف من نقطة على المنحنى ، الى اخرى . وعلى الرغم من اهمية هذه المقاومة r_F الا ان المقاومة من نوع $\frac{\Delta v}{\Delta i}$ ستكون اكثر اهمية لانها تمثل مقاومة الاشارة الصغيرة التي تربط بين التيار المتناوب والفولتية المتناوبة . فاذا كان i_a يمثل القيمة الانية لتيار الانود و v_a تمثل القيمة الانية لفولتية الانود فان :

$$r_f = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \qquad \ldots (29)$$

او بصورة ادق

$$r_f = \frac{d v_a}{d i_a} \qquad \ldots (30)$$

حيث تعرف r_f بمقاومة الثنائي الامامية الحركية dynamic forward resistance فاذا كانت v_a تتغير حول القيمة 0·28 فولت فان المقاومة الحركية سوف تكون مساوية لانحدار الخط CD في الشكل (١٢) ، اي ان $\left(r_f = \frac{0.1}{0.01} = 10\Omega \right)$.

على الرغم من ان التقريب اعلاه يعد جيدا وكذلك قيمة r_f المحسوبة طبقاً لذلك ، الا انه بالامكان حساب r_f من استخدام معادلة الثنائي :

$$I = I_s (e^{qv/KT} - 1) \qquad \ldots (28)$$

وذلك باخذ التفاضل لهذه المعادلة بالنسبة لـ V او بصيغة رياضية

$$\frac{dI}{dV} \approx \left(\frac{q}{KT} \right) i = \frac{1}{r_f} \quad \ldots (32)$$

لذا فان

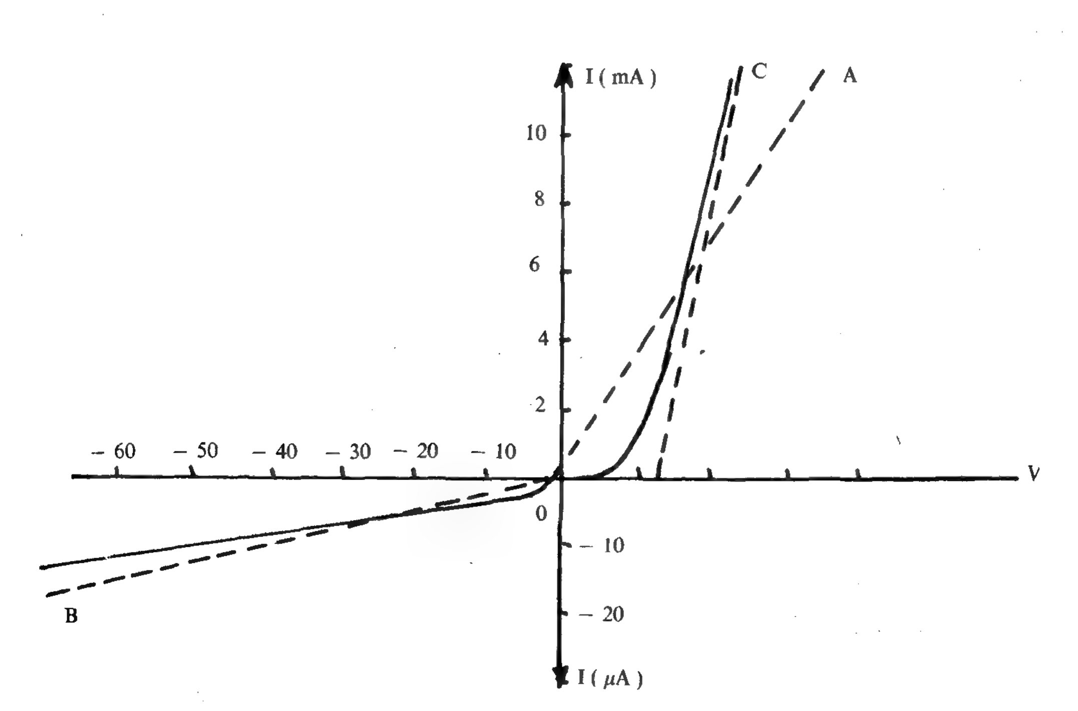
$$r_f = \frac{KT}{qi} = \frac{0{\cdot}026}{\tau} \quad \ldots (33)$$

او ان

$$r_f = \frac{26}{i\,(mA)} \quad \ldots (34)$$

وعليه فان r_f سوف تكون في حاله كون $i = 6\,mA$ – انظر الشكل (12) ، مساوية لـ

$\frac{26}{6} = 4{\cdot}33$ اوم .



الشكل (١٢) : – حساب r_f العملية من منحنى الخواص

ان الاختلاف بين قيمتي r_f في كلا الحالتين يعود بطبيعة الحال الى القيمة الاولى (10) اوم تمثل القيمة العملية لمقاومة الثنائي المحسوبة بتقريب جيد اما القيمة الثانيــة (4·33) اوم فتمثل القيمة النظرية المحسوبة طبقا للمعادلة (28) . هذا وعلى الرغم من ان القيمة الثانية هي التي يفترض فيها ان تكون القيمة الفعلية الا ان القياسات العملية تشير الى ان القيمة الاولى هي القيمة الفعلية لمقاومة الثنائي ، وعليه فان مقاومة الثنائـــي تتكون من المقاومة النظرية r_f ومقاومة اخرى (R_s) مربوطة معها على التوالي – انظر

الشكل (13) – بحيث تكون قيمة R_s مساوية لـ $10 - 4·33 = 5·67\ \Omega$



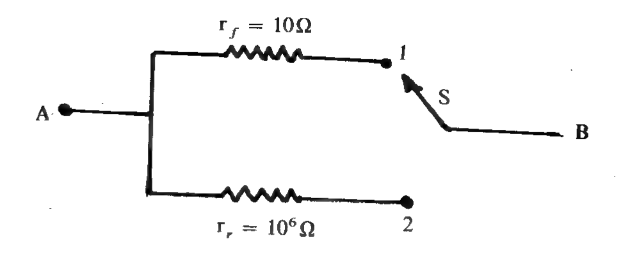
الشكل (١٣)

على ضوء مما تقدم يمكن اعتبار الشكل (13) الدائرة المكافئة للثنائي البلوري في حالة كونه منحازا اماميا . يمكن ايجاد الدائرة المكافئة له في حالة انحيازه عكسياً ، بنفس الطريقة اعلاه حيث يتم تقريب منحنى الانحياز العكسي في الشكل (12) – بالخط OB ثم ايجاد المقاومة العكسية r_f للثنائي من حساب انحدار هذا الخط OB . اي ان

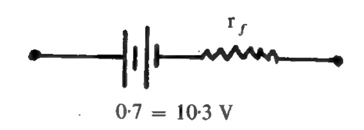
$$\left(r_r = \frac{V_a}{I_a} = \frac{-10}{10^{-6}} = 1M\Omega \right)$$

وبالتالي فان الدائرة المكافئة للثنائي البلوري في كلا الاتجاهين سوف تكون كما في الشكل (14) .

وعلى الرغم من ان الدائرة في الشكل (14) تعد تقريبا جيدا للدائرة المكافئـــة للثنائي البلوري الا انه يجب ان لاننسى ان التيار لايبدأ بالسريان . انظر الشكل (١١) – في حالة الانحياز الامامي الا عندما تكون فولتية المصدر الخارجي مساوية 0·7 فولت في حالة السيلكون او 0·3 فولت في حالة الجرمانيوم وبالتالي فان الدائرة المكافئة التي تكشف عن السلوك الكهربائي للثنائي البلوري . تكون كما في الشكل (15) .



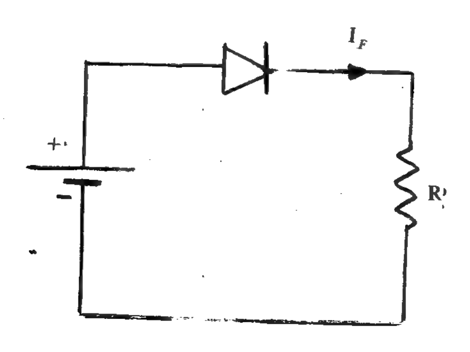
الشكل (١٤) الدائرة المكافئة للثنائي في حالة اءنحياز الامامي
(r_f) والانحياز الخلفي (r_r)



الشكل (١٥) الدائرة المكافئة للثنائي المنحاز اماميا

5 - 8 تحليل دائرة الثنائي : خط الحمل Load-Line

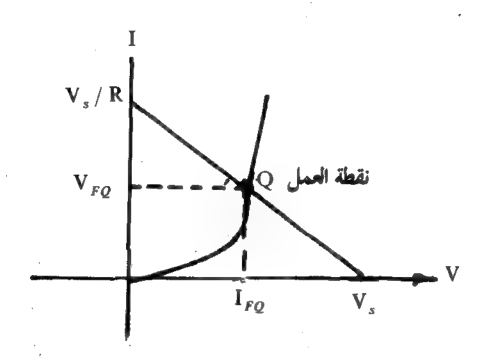
يبين الشكل (16) دائرة بسيطة واساسية من دوائر الثنائي وتتكون من مصدر الفولتية الخارجي V_s والمقاومة R المربوطة على التوالي مع الثنائي والمطلوب الان هو تحديد قيمة التيار المار في المقاومة R او بعبارة اخرى التعرف على طبيعة ومقدار الفولتية الخارجة.



الشكل (١٦) : دائرة الثنائي المنحاز اماميا

على الرغم من ان هناك طرقا عديدة لمعرفة ذلك الا اننا سنقصر اهتمامنا هنـــا على طريقة خط للحمل Load line نظرا لما لهذه الطريقة من اهمية خاصة في التعريف بعدد من النقاط المهمة ذات العلاقة بالثنائي وكذلك لانها تستعمل ايضا كاداة تحليل بالنسبة لاجهزة متعددة اخرى ، كالترانزستور مثلا .

من الواضح في هذه الدائرة ، ان الثنائي منحاز امامياً حيث تم ربط الانود مـــن الثنائي الى القطب الموجب لمصدر الجهد وعليه فانه من المتوقع ان التيار الساري في الدائرة (I_F) سيكون من نوع تيار امامي – انظر الشكل (17) وبالتالي فار المطلوب يصبـــح ايجاد قيمة هذا التيار I_F وكذلك مقدار الهبوط في الجهد عبر الثنائي V_F .



الشكل (١٧) خط الحمل للثنائي البلوري

على اية حال ، لدينا في الدائرة – الشكل (16) – ان

$$V_S = V_F + V_L \quad \ldots (35)$$

وعلى فرض ان التيار المار في الدائرة هو I_F لذا فان

$$V_S = V_F + I_F R \quad \ldots (36)$$

أو- ان

$$V_F = V_S - I_F R \quad \ldots (37)$$

تمثل المعادلة (37) معادلة خط مستقيم وتربط بين V_F و I_F انظر الشكل (17) لقيم معينة من V_s و R ويسمى هذا الخط بخط الحمل Load line ويتم رسمه على النحو الاتي : يتم تعين النقطة الأولى من هذا الخط ، على المحور الصادي حيث ان V_F صفراً ومن المعادلة (35) ، فان

$$I_{F(max)} = \frac{V_s}{R} \qquad \dots (38)$$

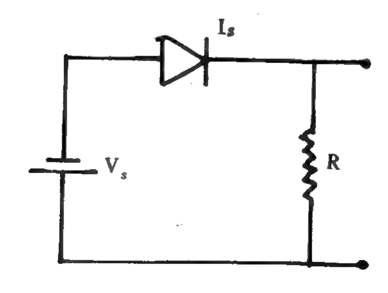
وهكذا تتحدد النقطة الاولى بـ $\left(0, \frac{V_s}{R}\right)$

يتم تحديد النقطة الثانية على المحور السيني حيث ان I_F صفراً وبذلك فان

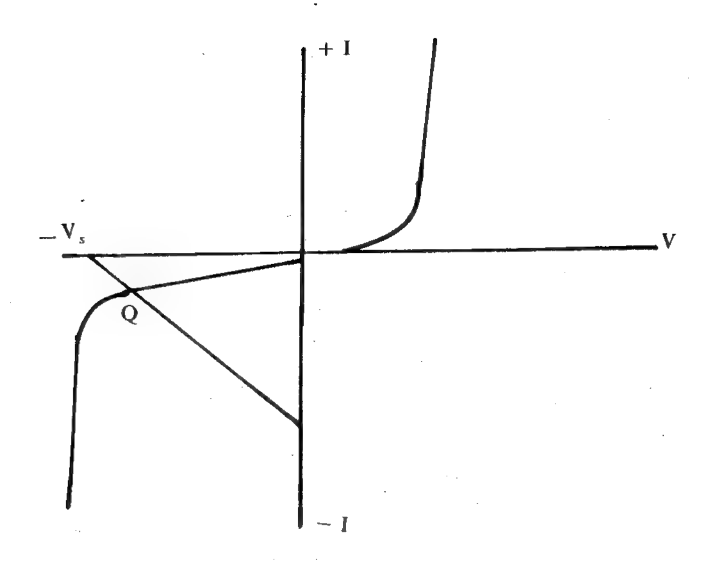
$$V_{F(max)} = V_s \qquad \dots (39)$$

وان النقطة الثانية تكون $(V_s , 0)$

اخيرا يتم رسم خط مستقيم بين هاتين النقطتين – انظر الشكل (17) – ويدعى هذا الخط عندئذ بخط الحمل لدائرة الثنائي وتسمى نقطة تقاطع خط الحمل مع المنحنى $(I - V)$ للثنائي بنقطة تشغيل الثنائي operating point ويرمز لها بـ Q وهي تمثل قيمة التيار I_{FQ} في دائرة الثنائي ومقدار الهبوط في الجهد V_{FQ} عبر هذا الثنائي .



الشكل (١٨) دائرة الثنائي المنحاز عكسيا



الشكل (١٩) : منحنى الخواص مع خط الحمل الثنائي التنائي المنحاز عكسياً (الدائرة ١٨)

ومن الجدير بالذكر انه يمكن استخدام نفس الطريقة اعلاه لتحديد نقطة عمل الثنائي البلوري المنحاز عكسيا في الدائرة المبينة في الشكل (18) . اما الشكل (19) فيمثل خط الجمل لهذه الدائرة ويلاحظ عليه نقطة العمل Q الخاصة بهذا الثنائي

9 – 4 ثنائي زينر Zener Diode

رأينا فيما سبق ان زيادة الجهد العكسي على الثنائي البلوري عن حد معين (جهد الانكسار) يؤدي بالتالي الى حدوث الانهيار الكهربائي نتيجة لحصول الحاملات الاقلية على الطاقة الكامنة التي تمكنها من اطلاق الكترونات تكافؤية اخرى .
ان هذه الالكترونات المتحررة حديثا يمكنها ان تكتسب ايضا ، سرع عالية وبذلك تطلق الكترونات تكافؤية اخرى . وبهذه الطريقة نحصل على الانهيار الكهربائي ويحصل الانهيار عادة عند جهد اكبر من 5 فولت

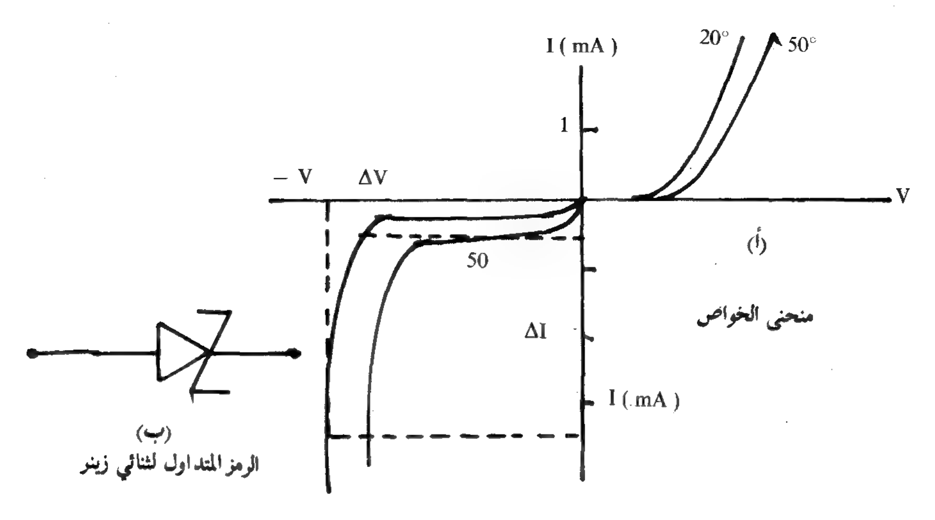
فضلا عن الانهيار اعلاه يوجد انهيار من نوع اخر يدعى بانهيار زينر Zener brea-kdown . يحدث انهيار زينر في الثنائيات التي تحتوي على تركيز عال من الشوائب

بحيث تصبح طبقة الاستنزاف (depletion layer) رقيقة جدا الامر الذي يجعل من شدة المجال الكهربائي بسبب من الجهد العكسي عبر هذه المنطقة ، في حدود 300000 فولت / سم) .ان وجود مثل هذا المجال وبمثل هذه الشدة يجعله قادرا على سحب الكترونات التكافؤ من مداراتها وتحريرها خالقا بذلك ما يدعى بانهيار زينر – لاحظ الشكل (٢٠ أ) .

من الناحية العملية تطلق تسمية ثنائي زينر على الثنائيات التي تعمل بمنطقة الانهيار بغض النظر عن كون الانهيار من نوع زينر او من النوع الاخر وذلك تكريما واعترافاً بالشخص الذي كان اول من شرح هذه الظاهرة ويرمز له عادة بالشكل (20 أ) . يسمى الجهد الذي يقابل نصف اعلى تيار ان يتحمله الثنائي بجهد زينر V_z وتتراوح قيمة V_z من 2 الى 200 فولت تبعا لشدة تركيز الشوائب في المواد شبه الموصلة التي صنع منها الثنائي ويقل جهد زينر بزيادة تركيز الشوائب ويعد V_z من الارقام المهمة التي يجب معرفتها كذلك يجب معرفة مقدار القدرة التي يستطيع الثنائي تحملها ، والتي تتراوح قيمتها ما بين 200 ملي وات الى 50 وات ، وعليه يمكن حساب اعلى تيار يمكن ان يتحمل الثنائي مـن .

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_z} \quad \ldots (40)$$

على اية حال ، يلاحظ ان منحني الخواص (I – V) لثنائي زينر لايختلـف كثيرا عن منحنى الخواص للثنائي البلوري في منطقة الانحياز الامامي وكذلك هو الحال بالنسبة للانحياز العكسي الا ان انهيار زينر يحدث عادة عند جهد انكسار اقل . كذلك ان انهيار زينر يظهر عند جهد اقل عند ارتفاع درجة الحرارة – انظر الشكل (٢٠ أ) . ويمكن تفسير ذلك على النحو الاتي : ان زيادة درجة الحرارة يؤدي الى زيادة طاقة الالكترونات التكافؤية وهذا بدوره يؤدي الى اضعاف اواصر ربط الالكترونات بذراتها الام وينتج عن ذلك ان جهدا اقل يكفي لفك ارتباط الالكترون بذرته الام . من جهة اخـرى فان زيادة جهد الانهيار التضاعفي مع زيادة درجة الحرارة يكون بسبب ان منطقـة الاستنـزاف تكون عريضة وان هذا الاتساع في هذه الطبقة سوف يسمح للالكترونات بعمل الكثير من التصادمات مع الذرات التي يزداد اهتزازها مع مواقعها الشبكية بسبب من زيادة درجة الحرارة ، وبذلك فان قصر المسافة المقطوعة قبل التصادم وكثـرة التصادمات سوف لاتسمح بانتقال الطاقة الى الالكترونات الاخرى وبذلك لاتحدث المضاعفة الضرورية لحدوث الانهيار التضاعفي وبالتالي فان الالكترون يحتاج الى جهد اعلى (طاقة اكبر) لحدوث الانهيار في درجة الحرارة الاعلى .



الشكل (٢٠) : – ثنائي زينر مع منحنى الخواص

من الجدير بالملاحظة ان الانكسار في ثنائي زينر يكون له انحناء حاد جدا تعقبه زيادة عمودية تقريبا بالتيار، او بعبارة اخرى ان اي زيادة في الجهد (ΔV) – في منطقة الانهيار – سوف يقابلها زيادة كبيرة في التيار (ΔI) الشكل (20 أ) . اي ان الممانعة التي يبديها ثنائي زينر تكون صغيرة ويمكن حسابها من

$$r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

وتكون عادة في حدود 20 الى 50 اوم

بقي ان نذكر اخيرا ، وعلى ضوء مما تقدم ، ان الدائرة المكافئة لثنائي زينر عندما يعمل في منطقة الانهيار تتكون من مصدر جهد V_z مربوط على التوالي مع المقاومة انظر الشكل (21) .

r_z

V_z

≡

الشكل (٢١) : – الدائرة المكافئة لثنائي زينر

م١٣ فيزياء الالكترونات

10 - 5 الثنائي النفقي The Tunnel Diode

يعدّ الثنائي النفقي من اجهزة اشباه الموصلات الحديثة نوعا ما وقد اخترعه عام 1958 الدكتور لوايزالحي Leo Esaki ولهذا يدعى في بعض الاحيان بثنائي ايزاكي Esaki diode .

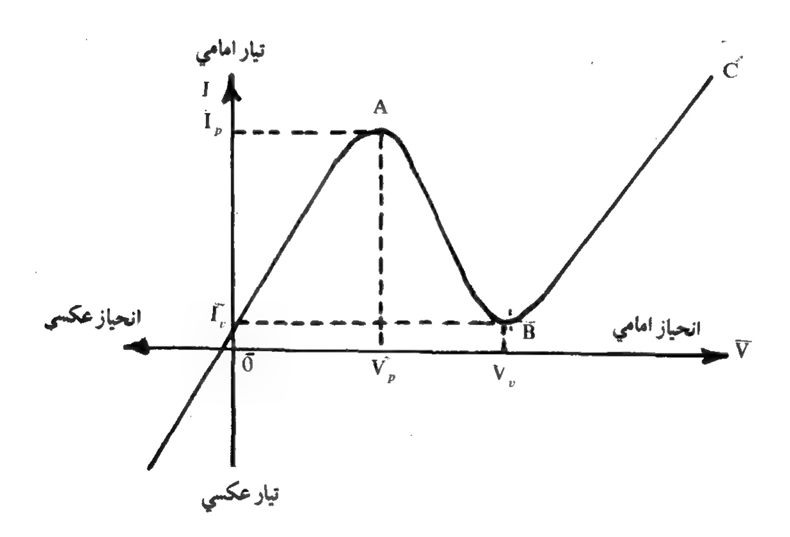
خلافا لما عليه الحال في الثنائي البلوري او ثنائي زينر فان عملية سريان التيار في هذا الثنائي تكون خاضعة كلية الميكانيك الكم او بالاحرى الى ظاهرة التنفيق tunneling effect التي تحدث بالصورة الاتية : —

رأينا فيما سبق ان زيادة تركيز الشوائب في وصلة الثنائي يؤدي الى تقليل سمك منطقة الاستنزاف وكذلك الى زيادة المجال الكهربائي (على الرغم من الانخفاض الحاصل في قيمة حاجز الجهد) . والحقيقة ان سمك طبقة الاستنزاف يتناسب عكسيا مع الجذر التربيعي لتركيز الشوائب في ثنائي الوصلة . واذا ما زاد تركيز الشوائب عن 10^{18} ذرة شائبة في السم³ كما هو في الثنائي البلوري وكذلك عن 10^{18} ذرة لكل سم³ كما في ثنائي زينر ، الى الحد 10^{19} ذرة لكل سم³ فان سمك طبقة الاستنزاف قد ، يصل الى اقل من 0.01 ميكرون (مقارنة مع 5 ميكرون في الثنائي البلوري) ويصل المجال الكهربائي عبر هذه الطبقة الى اكثر من 900 kv/cm (مقارنة مع 300kv/cm في ثنائي زينر) . تحت هذه الظروف وبسبب من الطبيعة الموجبة للالكترون (يعامل الالكترون على ضوء النظرية الكمية على اساس انه جسيم وموجه ، وعلى اساس من معادلة شرودينكر Schrodinger equation فقد يحتمل ان (يحفر) الالكترون وينفذ من تحت حاجز الجهد . اي يحفر نفقاً tunnel ويمر من تحت الحاجز من منطقة N الى المنطقة P . هذا التنفيق tunneling يحدث على الرغم من عدم امتلاك الالكترون الطاقة الكافية لعبور تل الجهد والذي يستحيل حدوثه حسب النظرية الكلاسيكية مما يشير الى ان عملية الاختراق هذه هي عملية خاضعة تماما لميكانيك الكم وتعتمد على حقيقة ان الموجة في ميكانيك الكم لها القدرة على اختراق حاجز الجهد من خلال استخدام الطاقة المرافقة في عملية الاختراق هذه وان تيار التنفيق يكون محسوساً اذا كانت طبقة الاستنزاف رقيقة جداً .

يمثل الشكل (22) منحنيا(I – V)للثنائي النفقي ويمكن ملاحظة ما يأتي عليه : — .

أ- حدوث انهيار زينر (المنطقة OZ) مع فولتية انحياز عكسية قد لاتتجاوز اكثر من 0·1V او حتى من دون وجود هذه الفولتية العكسية وذلك بسبب من وجود المجال الكهربائي العالي عبر طبقة الاستنزاف .

ب- امتداد تأثير زينر- المنطقة OA مع الانحياز الامامي الا ان 0·1V او 0·2V مع هذا الانحياز قد تكون كافية بسبب تأثير زينر حيث يبدأ التيار بعد هذا الانحياز الامامي بالنقصان - بعد الفولتية V_p او المنطقة AB وهنا تظهر أهمية هذا الثنائي فبينما يزداد فرق الجهد المسلط من V_p الى V_v - انظر الشكل (٢٢) - يقل التيار من I_p الى I_v وهذا يعني انحدارا سالبا وبذلك تكون المقاومة الحركية سالبة . ومن هنا يمكن استخدام هذا الثنائي في المنطقة التي يعمل فيها كمقاومة سالبة (R -) لمعادلة قيمة مقاومة موجبة موجودة في موقع حساس من دائرة الكترونية لتكون حصلية المقاومتين صفرا وبذلك يصبح هذا الجزء من الدائرة غير مستهلك للقدرة اي ان استهلاك القدرة فيه يكون صفراً .



الشكل (٢٢) : - منحنى الخواص للثنائي النفقي

فضلا عن ذلك وبسبب من انتقال الشحنات في هذا الثنائي ، بطريقة موجيه مما يعني انتقالها بسرع عالية جدا فانه يستعمل كمفتاح سريع جدا في الدوائر المنطقية وكذلك كمذبذب لتوليد الموجات ذات الترددات العالية جدا كالموجات الدقيقة microwaves.

جـ- يبدأ التيار بعد V_v بالارتفاع مع زيادة الفولتية - المنطقة BC - حيث يدخل الثنائي فى منطقة الانحياز الامامي المنتظمة حاله حال الثنائيات الاخرى .

بقي ان نذكر اخيرا انه على الرغم من بساطة تصنيع الثنائي النفقي وقلة الضوضاء المرافقة له وكذلك استهلاكه القليل للقدرة والسرعة العالية في الفتح والغلق الا انه يبقى يعاني من بعض المساويء منها :

أ- محدوية مدى الفولتية التي يعمل معها كمقاومة سالبة

ب- انخفاض في الكفاءة حيث تمثل الكفاءة هنا النسبة بين I_p الى I_v

اسئلة ومسائل

1) لماذا لاتعد المادة شبه الموصلة من نوع N او نوع – P ذات فائدة عملية ؟
2) اشرح بالتفصيل كيفية نشوء طبقة الاستنزاف في وصلة الـ pN
3) ما سبب تركز مقاومة وصلة الـ pN في منطقة الاستنزاف ؟

4) ما المقصود بالوصلة الفجائية ؟ وضح ما تقول
5) اشرح بالتفصيل ما المقصود بحاجز الجهد ؟ بين كيف يتم حدوثه
6) ما المقصود بتيار الانتشار ؟ وكيف يتم حدوثه ؟
7) في الشكل (٦أ) اشرح سبب ظهور حزمة P اعلى قليلاً من حزمة n ؟
8) اشتق المعادلة (١) ثم بين معناها
9) وضح ما دور الفجوات في شبه الموصل .
10) ما مقدار التيار المار في وصلة الـ pN في حالة التوازن الحركي ؟ وضح ذلك
11) هل يعتمد عدد حاملات الشحنات الاقلية على درجة الحرارة ؟ وكيف ؟
12) برهن على صحة معادلة انشتاين – المعادلة (11) – ثم بين معناها .
13) اشتق المعادلة (17) ثم بين معنى كل رمز فيها
14) اشرح كيف ينشأ تيار التوصيل في كل من شبه الموصل النقي والشائب . ايهما اكبر ؟
15) ما علاقة تيار التوصيل بتيار الانتشار في شبه الموصل الثابت في حالة
أ– التوازن الحركي ب– عند تسليط جهد انحياز امامي ج– جهد انحياز عكسي
16) ما تأثير كل من الانحياز الامامي والعكسي على ارتفاع حاجز الجهد ؟ وضح ذلك مع الرسم .
17) لماذا لايتغير تيار التوصيل عند تسليط جهد انحياز امامي على وصلة الـ pN
18) اشرح الكيفية التي يسري فيها التيار في دائرة ثنائي شبه موصل عند تسليط جهد انحياز أمامي
19) ما التيار العكسي ؟ هل يؤدي زيادة الجهد السالب على وصلة الـ pN الى زيادته؟ وضح بالتفصيل
20) ارسم منحنى (V – I) موضحاً عليه كل النقاط المهمة
21) اشرح بالتفصيل تأثير درجة الحرارة على عمل وصلة الـ pN
22) اشتق المعادلة (34) ثم بين معناها .

23) في الشكل (13) لماذا اختيرت r_p بدلا من r_F ؟ ولماذا اضيفت R_s ؟

24) في الشكل (15) لماذا اضيف مصدر الجهد المستمر ؟ وضح ذلك

25) ما المقصود بخط الحمل وكيف يتم تعينه ؟ اذكر فائدته

26) ما المقصود بنقطة التشغيل ؟ وكيف يتم تعينها

27) اشرح بالتفصيل كيف يحدث انهيار زينر رقارن بينه وبين الانهيار الكهربائي

28) ما تأثير ارتفاع درجة الحرارة على قيمة V_z ؟ اشرح بالتفصيل

29) ما تأثير زيادة التطعيم على قيمة V_z ؟ اشرح بالتفصيل

30) اشرح بالتفصيل كيف يسري التيار في الثنائي النفقي

31) لماذا يستخدم الثنائي النفقي في توليد الذبذبات ذات الترددات العالية جدا ؟

32) اشرح الكيفية التي يسري فيها التيار في الثنائي النفقي مع زيادة الفولتية .

33) اذا كان ثابت التناسب (A) في المعادلة هي 5×10^{21} فما قيمة n_i لكل من السيلكون والجرمانيوم عند درجة حرارة $300^\circ K$

34) تم اضافة شوائب من ذرات انتيمون بنسبة ذرة واحدة انتيمون الى مليون ذرة جرمانيوم . احسب كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل بعدالاضافة كذلك احسب كثافة الفجوات عند الاستقرار قبل وبعد اضافة هذه الشوائب .

35) احسب قيمة التوصلية σ_{ex} لقطعة شبه موصل من Ge عندما تكون نسبة الذرات الواهبة ذرة واحدة الى 10^7 ذرة جرمانيوم

36) يتم اضافة شوائب من ذرات البورون بنسبة ذرة بورون لكل 10^6 ذرة جرمانيوم احسب كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل بعد الاضافة ثم احسب كثافة الفراغات كذلك احسب التوصلية .

37) اذا كان $I_s = 10^{-14}$ A عند $25^\circ C$ و 10^{-9} A, عند درجة حرارة $125^\circ C$. احسب قيمة الجهد عبر الثنائي عند درجة الحرارة $25^\circ C$ و $125^\circ C$ علما بان قيمة التيار المار في كلا الحالتين هو 1mA

38) اذا كانت مقاومية النحاس عند درجة حرارة $20^\circ C$ هي $1.7 \times 10^{-8}\ \Omega - m$ جد معدل سرعة الانجراف في سلك النحاس اذا كانت مساحة مقطعه العرضي هي $10^{-6}\ m^2$ ويحمل تيارا قدره (4A) (الوزن الذري للنحاس 63.3 وكثافته هي $8.9\ gm/cm^3$)

$1.7 \times 10^{-8}\ \Omega - m$

39) احسب المقاومية الذاتية لكل من السيلكون والجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة ماذا يحدث لهذه المقاومية لو اضيف الى كل منهما شوائب من الانتيمون بنسبة

$1 : 10^6$ ذرة شبه موصل

40) اذا كان التيار المار في دائرة ثنائي بلوري من الجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة وفولتية $1V$ هو $100\ \mu A$. احسب قيمة التيار عند الفولتيات $0.2-$ و $0.2+$ عند نفس درجة الحرارة وعند درجة حرارة 40° .

41) اذا كان تيار التشبع العكسي في دائرة ثنائي بلوري هو ($2\ \mu A$) عند الفولتية ($-1V$) فما الفولتية الامامية اللازمة لاحداث تيار قدرة $100\ mA$ علما بـان مقاومة الثنائي هي $15\ \Omega$

42) في وصلة الـ pN من الجرمانيوم تنخفض كثافة الفراغات من $10^{21} m^{-3}$ الى $0.9 \times 10^{21}\ m^{-3}$ عبر مسافة قدرها $2\mu m$. احسب تيار الانتشار العائد الى الفجوات في الوصلة عند درجة حرارة الغرفة .

43) اذا كانت المقاومة $R = \rho \frac{l}{A}$. اشتق علامة للمقاومية بدلالة كثافة الحاملات والحركية والشحنة .

الفَصلُ السَّادِسُ

استعمالات الثنائيات البلورية

Diode Applications

1 - 6 المقدمة : -

رأينا (كما مر) ، ان الثنائي البلوري لايختلف من حيث طبيعة عمله عن الصمام الثنائي المفرغ حيث يقوم كل منهما بالسماح للتيار بالمرور في اتجاه واحد (عندما يكون المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط) وبالتالي فان منحنى الخواص (I – V) متماثل لكل منهما ومن ثم فان استعمالهما يكون واحدا الا ان الثنائيات البلورية تفضل على الصمامات الثنائيةالمفرغة بالمميزات الهامة الاتية : -

1- الاستهلاك القليل للقدرة وعلى وجه الخصوص عدم الحاجة الى الطاقة اللازمة لتسخين الفتائل
2- صغر الحجم وخفة الوزن
3- طول عمر هذه الاجهزة (يبلغ حوالي عشرات الالاف من الساعات) مقارنة مع عمر الصمامات .
4- متانه ميكانيكية عالية (تتحمل الاهتزازات والصدمات والمؤثرات الميكانيكية الاخرى)

وعلى الرغم من ذلك فان هناك عيوبا في الثنائيات البلو ية موجودة في الوقت الحاضرومنها :

1- الاختلاف الواسع بين ثوابت الثنائيات ذات الطراز الواحد
2 - الاعتماد الشديد لخصائص هذه الاجهزه على درجة الحرارة
3- لاتصلح الكثير منها للعمل في الترددات العالية
4- لاتستطيع العمل مع القدرات العالية

5- يسوء بشدة عمل هذه الاجهزة بتأثير الاشعاع المؤين .

وتجري في الوقت الحاضر ، ابحاث كثيرة لتحسين اجهزة اشباه الموصلات للحصول على مواد جديدة لتصنع منها هذه الاجهزة . وتصنع الان اجهزة من اشباه الموصلات تتحمل مرور تيارات تبلغ عشرات الالاف من الامبيرات ويسمح بتشغيل هذه الاجهزة في درجات حرارة لغاية $125°$ م

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان تطوير اجهزه اشباه الموصلات سيؤدي بالتالي مع مرور الوقت ، الى ازدياد انتشارها في مختلف انواع المعدات ومن ثم فان التعرف على استخدام هذه الاجهزة وتطبيقاتها يصبح من الامور الضرورية بمكان وسنحاول في هذا الفصل التطرق لبعض التطبيقات لهذه الاجهزة كالتقويم والتحديد والالزام .... وغيرها .

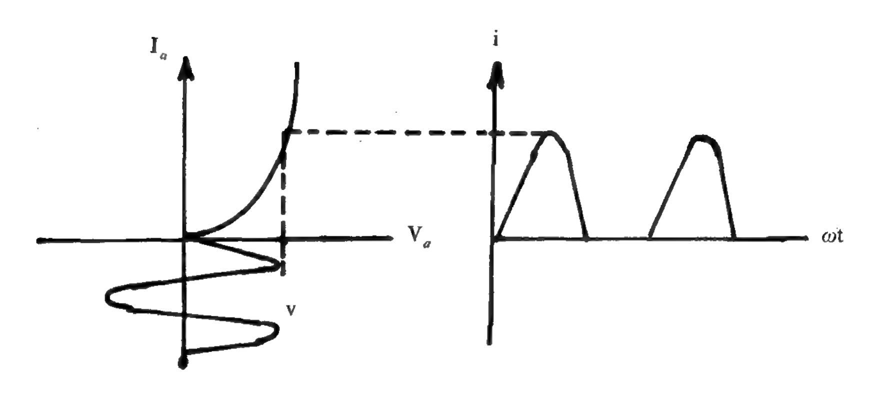
6 - 2 التقويم : Rectification

تحتاج معظم الاجهزة الالكترونية في اداء عملها الى مصادر التيار المستمر لتغذيتها بما تحتاجه من قدرة كهربائية ، ولحسن الحظ فان التيار المطلوب لايكون في اغلب الاحيان ، كبيرا وهذا ما يفسر ان البطاريات الجافة من اكثر هذه المصادر استعمالا في الاجهزة المتنقلة كالراديو ومصابيح النيون وحاسبات الجيب الالكترونية ...وغيرها .

من جهة اخرى ، وبالنظر لمحدودية عمر هذه البطاريات واستهلاكها السريع وللحاجة القائمة على الدوام ، الى مصادر التيار المستمر فانه يتم الحصول عادة على هذه المصادر من خطوط القدرة المتناوبة المألوفة وذلك عن طريق تحويل التيار المتناوب (a.c) الى تيار مستمر (d.c) باستخدام الثنائي البلوري . فتسمى عملية التحويل هذه بالتقويم rectification ويطلق على الثنائي بالمقوم rectifier

ان خاصية التقويم للموجات التي يمتلكها الثنائي البلوري ، تأتي من حقيقة: ان هذا الثنائي يبدي مقاومة صغيرة لمرور التيار في احد الاتجاهات (الاتجاه الامامي اي عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط) ومقاومة كبيرة جدا في الاتجاه الاخر (الاتجاه المعاكس اي عندما يكون جهد المصعد سالباً بالنسبة الى المهبط) اوبعبارة اخرى انه يسمح للتيار بالمرور في اتجاه واحد وذلك عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة للمهبط .

ان الكشف عن هذا السلوك (التقويم) للثنائي يمكن ان يتضح من خلال استخدام منحنى الخواص (V − I) للثنائي البلوري – حيث يلاحظ ان سريان التيار لايحدث الا عندما يكون V_a موجبا ، وبالتالي فان تسليط موجة جيبية (تحتوي على جزء موجب واخر سالب) سوف يؤدي الى سريان التيار خلال النصف الموجب من الموجه فقط وحدوث قطع للجزء السالب من هذه الموجة – انظر الشكل (1)

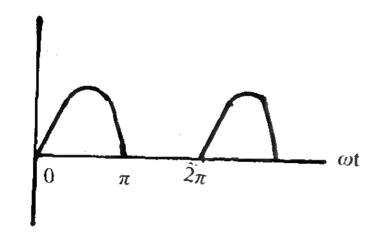


الشكل(١) : – التقويم النصفي بالطريقة البيانية

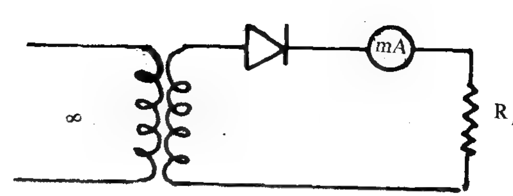
على الرغم من ان الموجة الخارجه متغيرةهي الاخرى (تبدأ من الصفر صعودا الى I_m ورجوعا الى الصفر) الا انها تحتوي على قيمة متوسطة – سيتم حسابها لاحقا – على خلاف الموجة الجيبية الداخلة حيث ان القيمة المتوسطة لها تساوي صفرا . من هنا فانه يصبح واضحا امكانية تحويل جزء من التيار الـ (a.c) باستخدام الثنائي البلوري ، الى تيار مستمر (d.c) . على ايه حال ، سنقوم هنا بشرح الانواع الثلاثة لدوائر التقويم وهي :

أ– دائرة تقويم نصف الموجه half - wave rectifier

يبين الشكل (2 أ) دائرة المقوم النصفي للموجات ، ويلاحظ في هذه الدائرة استخدام ثنائي بلوري منفرد كما يلاحظ تسليط الموجة الجيبية خلال محولة القدرة (T) التي ربطت على التوالي مع الثنائي البلوري وكذلك مقاومة الحمل R_L . في هذه الدائرة ومن استخدام قانون كريشوف للجهد ، نجد ان



(ب) : – موجة نصف مقومة



(أ) دائرة مقوم نصف موجة

الشكل (٢)

$$v_i = V_m \sin \omega t = v_a + v_L \cdots \qquad \ldots (1)$$

حيث تمثل v_i و v_a و v_L القيمة الانية لكل من جهد الموجة الداخلة وجهد الهبوط حول الثنائي وجهد الحمل او جهد الخرج عبر مقاومة الحمل R_L وعلى التوالـــــي . المعادلة (١) يمكن اعادة كتابتها بدلالة التيار. اي ان

$$v_i = i_a r_a + i_a R_L = i_a (r_a + R_L) \qquad \ldots (2)$$

حيث يمثل i_a القيمة الانية للتيار المار في دائرة المقوم ، اما r_a فتمثل مقاومة الثنائي الامامية بالنسبة للتيار المتناوب ، من المعادلتين (1) و (2) نستطيع ان نجد ان :

$$i_a = \frac{V_m}{(r_a + R_L)} \sin \omega t \qquad \ldots (3)$$

او ان

$$i_a = I_m \sin \omega t \qquad \ldots (4)$$

على اعتبار ان التي تمثل اعلى قيمة يصلها التيار من

النظر الى الشكل (ب) نجد ان التيار المار في الدائرة هو :

$$i_a = I_m \sin \omega t \qquad 0 \leq \omega t \leq \pi \qquad \dots (5a)$$

$$i_a = 0 \qquad \pi \leq \omega t \leq 2\pi \qquad \dots (5b)$$

نستخلص من المعادلة (5) انه اذا وضع جهاز قياس التيار المستمر (الاميتر) . في دائرة الحمل في الشكل (2أ) فان ما يقرأه الجهاز سوف يمثل معدل القيمة المستمرة للتيار i_a .اي ان

$$I_{a \cdot c} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a \, d(\omega t) = \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{I_m}{\pi} \qquad \dots (6)$$

لذا فان قدرة الاخراج في الحمل تصبح

$$P_{d \cdot c} = I_{d \cdot c}^2 R_L = \left(\frac{1}{\pi} \right)^2 \frac{V_m^2 R_L}{(r_a + R_L)^2} \qquad \dots (7)$$

وبما ان معدل قدرة الادخال لمصدر التيار المتناوب خلال دورة واحدة هي :

$$P_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 R \, d(\omega t) \qquad \dots (8)$$

او ان

$$P_i = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \, d(\omega t) \right) R \qquad \dots (9)$$

حيث يشير المقداران بين القوسين من المعادلة (9) – الى مربع القيمة الفعالة للتيـــار $r \cdot m \cdot s$

$$I_{r \cdot m \cdot s} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \, d(\omega t)} \qquad \dots (10)$$

وعند التعويض عن قيمة ($i = I_m \sin\omega t$) واجراء التكامل نجد ان

$$I_{r \cdot m \cdot s} = \frac{I_m}{2} \qquad \dots (11)$$

لذا فان القدرة المتولدة من جهد الادخال تساوي :

$$P_i = I^2_{r \cdot m \cdot s}(r_a + R_L) = \frac{I_m^2}{2}(r_a + R_L) \qquad \dots (12)$$

تعرف كفاءة التقويم (η) وفق العلاقة الاتية :

$$\eta = \frac{P_{d \cdot c}}{P_i} \times 100 \qquad \dots (13)$$

عليه فان كفاءة دائرة التقويم النصفي للثنائي البلوري تصبح

$$\eta = \left(\frac{I_{d \cdot c}}{I_{r \cdot m \cdot s}} \right)^2 \left(\frac{100}{1 + r_a/R_L} \right) \qquad \dots (14)$$

وعند التعويض عن قيمة $I_{d \cdot c}$ بـ $\frac{I_m}{\pi}$ وعن $I_{r \cdot m \cdot s}$ بـ $\frac{I_m}{2}$ في المعادلة (١٤) نحصل على

$$\eta = \left(\frac{I_m/\pi}{I_m/2} \right)^2 \times \frac{100}{\left(1 + \frac{r_a}{R_L}\right)} \approx 40\% \qquad \dots (15)$$

وعليه فان اعلى كفاءة تحويل يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه هي 40% . ان هذا الانخفاض في الكفاءة يمكن رده كما ذكرنا ، الى عدم مرور التيار في دائرة الثنائي خلال النصف السالب ، ومن ثم عدم ظهور هذا الجزء عبر مقاومة الحمل R_L ، الذي يشير الى حقيقة ان قيمة R_L تكون صغيرة جدا مقارنة مع مقاومة الثنائي العكسية وحسب قانون مجزء الجهد ، نستنتج ان هذا النصف السالب من الموجه سوف يظهر باجمعه عبر الثنائي .

على اية حال ، عندما تصل v_i الى اعلى قيمة سالبة لها $(-V_m)$ فان الثنائـــي البلوري سوف يتعرض الى فرق جهد عكسي قيمته الذروة لفرق جهد الادخال وعليه فانه يطلق على فرق الجهد هذا اسم جهد الذروة العكسية Peak inverse voltage ، لذا يجب اختيار الثنائي بحيث يكون جهد انهياره اعلى من جهد الذروة العكسية كذلك هناك خطر اخر وهو انه خلال النصف السالب يمكن لقلب core المحوله ان يتمغنط ويؤدي بالتالي الى تلف المحوله .

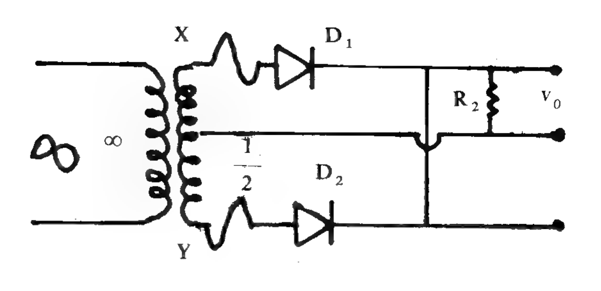
ب- دائرة مقوم موجه كاملة Full-wave rectifier

ذكرنا توا ان اقصى كفاءة تحويل يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه ، هي 40٪ وان هذا الانخفاض في قيمة الكفاءة قد سببه عدم ظهور الجزء السالـب من الموجه الداخلة عبر R_L مما يشكل خسارة قدرها 60٪ من القدرة الداخلة وبالتالي فانه يصبح من الضروري استغلال هذا النصف السالب للحصول على كفاءة تقويــــم اعلى ومن ثم على قدرة اخراج مستمرة اكبر .

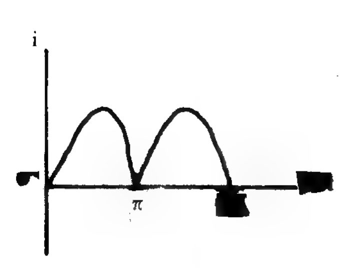
يبين الشكل (٣أ) دائرة مقوم موجه كاملة ويلاحظ في هذا الشكل انه تم استخدام محولة قدرة ذات نقطة وسطية center-tapped power transformer وبالتالى فان الموجة الداخلة قد ظهرت مجزأة الى جزءين متساويين : الجزء الاول ظهر عند نقطـة X والثاني ظهر عند النقطة Y . هذا وعلى الرغم من ان الجزءين متساويان في المقـدار الا انه يلاحظ وجود فرق في الطور بينهما قدره 180° ، الامر الذي يسمح باستغـلال النصف السالب من الموجه الداخلة وعلى النحو الاتي : – خلال النصف الاول من الموجة الداخلة تكون الموجة A موجبة وبذلك فان الثنائي D_1 يسمح بمرور التيار من جهة اخرى وخلال النصف السالب من الموجة الداخلة تكون الموجة B موجبة مما يجعل الثنائي D_2 يقوم بامرار التيار هذه المرة ، وعليه فان التيار الناتج سوف يظهر كما في الشكل (٣ب)

وباتباع نفس الطريقة التي تم فيها حساب كفاءة دائرة مقوم نصف موجة ، يمكن البرهنة على ان معدل القيمة المستمرة لتيار الحمل هي :

$$I_{d\cdot c} = \frac{2I_m}{\pi} \qquad \ldots (16)$$



(أ) دائرة مقوم موجة كاملة .



(ب) موجة كاملة التقويم .

الشكل (٣)

وبهذا تكون القدرة الخارجة مساوية للكمية .

$$P_{d \cdot c} = \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{V_m^2 R_L}{(r_a + R_L)^2} \qquad \ldots (17)$$

وحيث ان جهد الادخال لم يتغير عن السابق لذا فان قدرة الادخال ستكون هي نفسها :

$$P_i = I^2_{r \cdot m \cdot s} (r_a + R_L)$$

وعليه فان كفاءة ، دائرة التقويم لموجة كاملة ، ستكون مساوية لـ

$$\eta = \left(\frac{P_{d \cdot c}}{P_i} \right) = \left(\frac{2I_m/\pi}{I_m/2} \right)^2 \times \left(\frac{100}{1 + r_a/R_L} \right) \qquad \ldots (18)$$

$$= 80\%$$

وهكذا ترتفع كفاءة التقويم من 40% الى 80% وتقل الخسارة في القدرة من 60% الى 20% ، الا انه مما مما يجب التنبيه عليه ، انه في حالة استعمال محولة رافعة ، وكون حجم الفولتية المسلط على اي من الثنائيين D_1 وD_2 مساوية لجهد الموجة الداخلة او اكبر ،فان الجهد الذي سوف يظهر عبر اي من الثنائين في حالة الانحياز العكسي ، سيكون مساوياً لـ

$$V = V_m + V_m = 2V_m \quad \dots (19)$$

او اكبر مما يشير الى ان جهد الذروة العكسية في دائرة مقوم موجة كاملة ، يكون ضعفه او اكثر مما هو عليه في دائرة مقوم نصف موجه ومن ثم فانه يجب اختيار الثنائي هنا بحذر اكبر .

جـ – قنطرة التقويم bridge rectifier :–

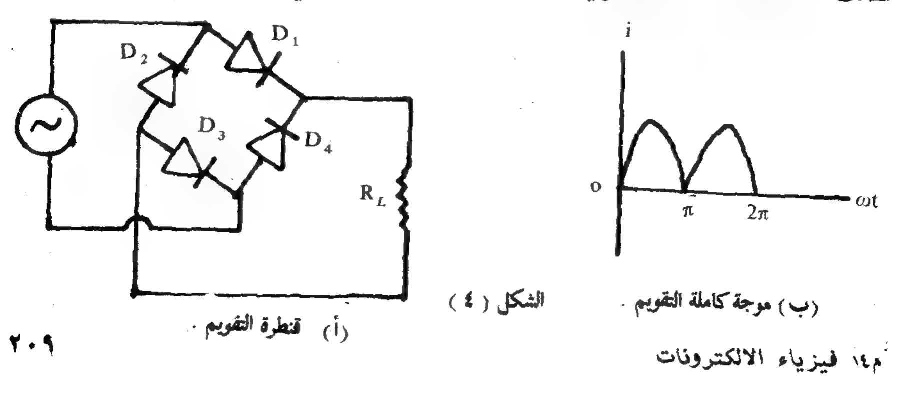
على الرغم من الكفاءة العالية التي تتمتع بها دائرة مقوم موجه كاملة مقارنة مع دائرة مقوم نصف موجه ، الا ان هناك بعض المساويء التي ترافق هذه الدائرة ومنها :–

أ– عدم توفر المحولة ذات التوصيل المركزي في كل الاوقات ، فضلا عن ان تعين نقطة النصف على الملف الثانوي ، لهذه المحولة ، ليست بالعملية السهلة . كذلك فان استعمال المحولة يعني زيادة حجم الدائرة وزيادة تكاليفها .

ب– الثنائيات البلورية المستعملة يجب ان تمتلك جهد ذروة عكسياً عالياً .

ان الحاجة الى محول ذي نقطة وسطية . سوف تختفي عند استعمال قنطرة التقويم – الشكل (٤أ) . يلاحظ في هذه الدائرة استخدام اربعة ثنائيات بلورية هي D_1 و D_2 و D_3 و D_4 وقد تم ربطها على هيئة قنطرة bridge . ومن هنا جاءت التسمية قنطرة التقويم . مما يجدر ملاحظته ان D_1 وقد تم ربطه عبر المقاومة R_L على التوالي مع D_3 وكذلك هي الحالة بالنسبة لـ D_2 و D_4 .

وبهذا فان جهد الذروة العكسي سوف يتوزع على كلا الثنائين ويكون لذلك نصف ما هو عليه في دائرة مقوم موجه كاملة لنفس جهد الاخراج المطلوب . اما الميزة الثانية لقنطرة التقويم فهو امكانية الحصول على نفس جهد الأخراج ولكن باستعمال نصف عدد لفات الملف الثانوي للمحول المطلوب استعماله في دائرة مقوم الموجة الكاملة .

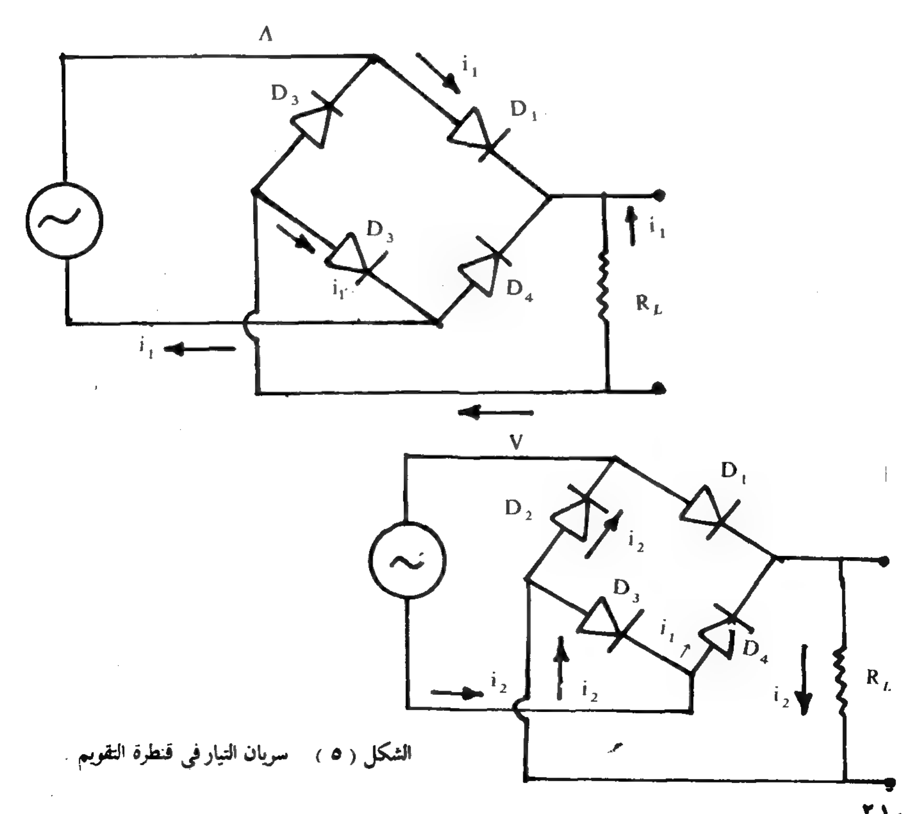


(أ) قنطرة التقويم . (ب) موجة كاملة التقويم .

الشكل (٤)

على آية حال ، يمكن تلخيص عمل قنطرة التقويم على النحو الاتي : – من ملاحظة الثنائيات الاربعة المبينة في الشكل (٤) يمكن بسهولة ادراك عمل القنطرة في تقويم الموجة الجيبية . فالثنائيات D_1 و D يقومان بتوصيل التيار في الدائرة خلال النصف الاول الموجب من الموجة الداخلة وبذلك يسلك التيار الاتجاهات المؤشرة في الدائرة (٥أ) . اما في النصف السالب من موجة الادخال فان الثنائيين D_2 وD_4 يقومان بتوصيل التيارفي الدائرة حسب الاتجاهات المبينة في الشكل (٥ب) . ومما يجدر ملاحظته ان التيار يسري في المقاومة R_L في اتجاه واحد خلال نصفي موجة الادخال (الموجب والسالب) وبالتالي فان جهد الاخراج سيكون ذا تقويم موجي كامل .

بقي ان نذكر اخيرا انة على الرغم من كثرة استخدام قنطرة التقويم الا ان عيبها الرئيسي يكمن في انها تستخدم اربعة ثنائيات وهذا يخلق مشكلة عندما تكون الموجة الداخلة صغيرة حيث انه يلزم 1.4 فولت هبوط على الثنائين ، لكي يبدأ بتوصيل التيار ، وبالتالي فانه يفضل استخدام مقوم الموجات الكاملة في التطبيقات التي تحتاج الى جهود واطئة .



الشكل (٥) سريان التيار في قنطرة التقويم .

6 - 3 عامل التموج Ripple Factor

رأينا فيما سبق ، انه كان بالامكان تحويل جزء كبير من الجهد الجهد المتناوب الداخل قد يصل الى حد 80٪ من قيمته ، الى جهد مستمر ومع ذلك ظهرت الموجة المقومة كما في الشكل (٦) ، مما يشير الى انها لازالت تحتوي على مركبه متناوبة للجهد (حيث يلاحظ انها تبدأ من الصفر وتزداد لتصل الى اعلى قيمة لها ثم تعود الى الصفر). وفي الحقيقة لاتوجد دائرة تقويم مهما كانت معقدة ، الا واحتوت الموجة الخارجة منها على مركبة متناوبة .

على اية حال ، تقاس مدى فعالية اي دائرة تقويم ومدى قدرتها على تقويم الموجات بوساطة كمية يطلق عليها عامل التموج ripple factor او اختصاراً (r.f) الذي يعرف : بانه النسبة بين القيمة الفعالة للمركبة المتناوبة من الموجة الخارجة الى معدل القيمة المستمرة لتلك الموجة الخارخة او بصيغة رياضية فان .

$$r.f = \frac{V_{a \cdot c}}{V_{d \cdot c}} = \frac{I_{a \cdot c}}{I_{d \cdot c}} \quad \dots (20)$$

معروف ان $I_{r \cdot m \cdot s}$ هو مقياس للقدرة المبددة في مقاومة الحمل R_L من دائرة المقوم . اي ان

$$P = I^2_{r \cdot m \cdot s} R \quad \dots (21)$$

وحيث ان هذه القدرة الكلية هي مجموع القدرة المبددة الناتجة عن مرور مركبتي التيار المتناوب والمستمر التي تحتويهما الموجة . اي ان

$$P = I^2_{d \cdot c} R_L + I^2_{a \cdot c} R_L \quad \dots (22)$$

وعند المقارنة بين (٢١) و(٢٢) نحصل على

$$I^2_{r \cdot m \cdot s} = I^2_{d \cdot c} + I^2_{a \cdot c} \quad \dots (23)$$

او ان

$$I_{a \cdot c} = \sqrt{I^2_{r \cdot m \cdot s} - I^2_{d \cdot c}} \quad \dots (24)$$

وبهذا فان عامل التموج ، بعد التعويض ، يكون مساويا لـ

$$r{\cdot}f = \frac{\sqrt{I^2_{r\cdot m\cdot s} - I^2_{d\cdot c}}}{I_{d\cdot c}} \qquad \ldots (25)$$

او ان

$$r{\cdot}f = \sqrt{\frac{I^2_{r\cdot m\cdot s}}{I^2_{d\cdot c}} - 1} \qquad \ldots (26)$$

بالنسبة لدائرة مقوم نصف موجه لدينا ان $\frac{V_m}{\pi} = I_{d\cdot c}$ وان $\frac{V_m}{2} = I_{r\cdot m\cdot s}$ وعليه فان $r{\cdot}f$ لهذه الدائرة تكون مساوية لـ

$$r{\cdot}f = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1{\cdot}21 \qquad \ldots (27)$$

وهذا يعني ان مركبة الـ a·c ، في الموجة الخارجة من الدائرة المقوم النصفي للموجات ، هي اكبر بـ 1·21 مرة من المركبة المستمرة لنفس الموجة مما يشير الى وجود تموج عال في هذه الموجة الخارجة من دائرة المقوم النصفي ولهذا السبب فان مقوم نصف موجه لا يعد فعالاً في تقويم الموجات

من جهة اخرى يكون عامل التموج لدائرة مقوم موجة كاملة مساويا لـ

$$r{\cdot}f = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0{\cdot}48 \qquad \ldots (28)$$

وعليه فان المركبة المستمرة في الموجة الخارجة والناتجة من دائرة مقوم موجة كاملة تكون اكبر من المركبة المتناوبة في نفس الموجة وبالتالي فان التموج في هذه الموجةيكون اقل مما هو عليه في الموجة الناتجة من مقوم نصف موجة ومن الجدير بالملاحظة انه كلما قل (r·f) كلما كانت فعالية الدائرة في التقويم اكبر .

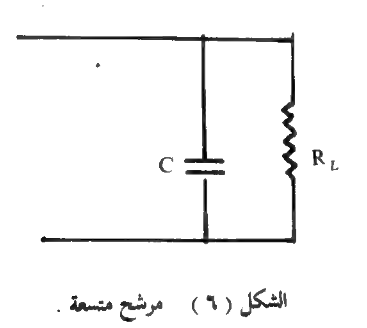
4 - 6 دوائر الترشيح Filter circuits

وجدنا تواً ان عامل التموج قد انخفض في دائرة مقوم موجه كاملة ، من 1·21 من دائرة مقوم نصف موجه الى 0·48 في دائرة مقوم موجة كاملة مما يدل على ان مركبة الجهد المستمر ، في الموجة الخارجة من دائرة مقوم موجة كاملة ، تكون اكبر

او مساوية لضعف مركبة الجهد المتناوب في هذه الموجة وكذا هو الحال بالنسبة للموجة الخارجة من قنطرة التقويم .

على اية حال ، في كثير من التطبيقات يستوجب جعل المركبة المتموجة (المتناوبة) هذه اصغر ما يمكن وعليه فانه لايمكن الاعتماد على دوائر التقويم وحدها ، كمصادر للجهد المستمر ما لم يضف اليها دوائر اخرى تعمل على ازالة (ترشيح) الاجزاء المتناوبة من جهد الاخراج وتسمح للمركبة المستمرة منهما بالمرور وتسمى بدوائر الترشيح filter circuits واحيانا بدوائر التسوية (التنعيم) Smoothing circuits .

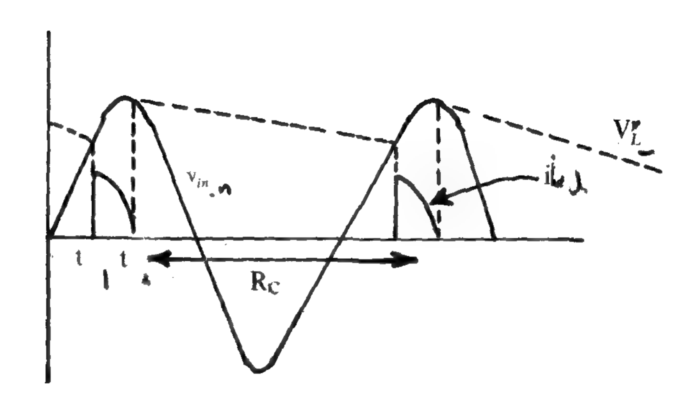
تستخدم دوائر الترشيح عادة ، المتسعات والملفات وتوظف قدرة هذه العناصر الكهربائية على خزن الطاقة في اجراء عملية تنعيم الجهد الخارج ومن ثم الحصول على جهد مستقر steady (ثابت القيمة) مع الزمن ويبين الشكل (٣) ابسط انواع المرشحات ويدعى بمرشح متسعة capacitor filter



الشكل (٦) مرشح متسعة .

تم في هذه الدائرة ربط المتسعة C حول المقاومة R_L التابعة لدائرة المقوم ، فاذا كانت ممانعة المتسعة $\left(x_c = \frac{1}{2\pi fc}\right.$ عند $\left. f = 50 \text{ Hz}\right)$ صغيرة بالمقارنة مع R_L فان هذه المتسعة سوف تعمل كدائرة قصر بالنسبة لمركبة الجهد المتناوب بالتالي يصبح الجهد عبر R_L جهداً مستمراً .

من جهة اخرى ، يمكن النظر الى المتسعة كمخزن (tank) يعمل على خـــزن الشحنات خلال فترة توصيل الثنائي وتفريغها الى R_L خلال فترة الانقطاع ويبين الشكل (٧) موجة الادخال والموجة المرشحة V_L وكذلك التيار المار خلال الثنائي .



الشكل (٧) موجة الادخال الاخراج الى ومن مرشح متسعة .

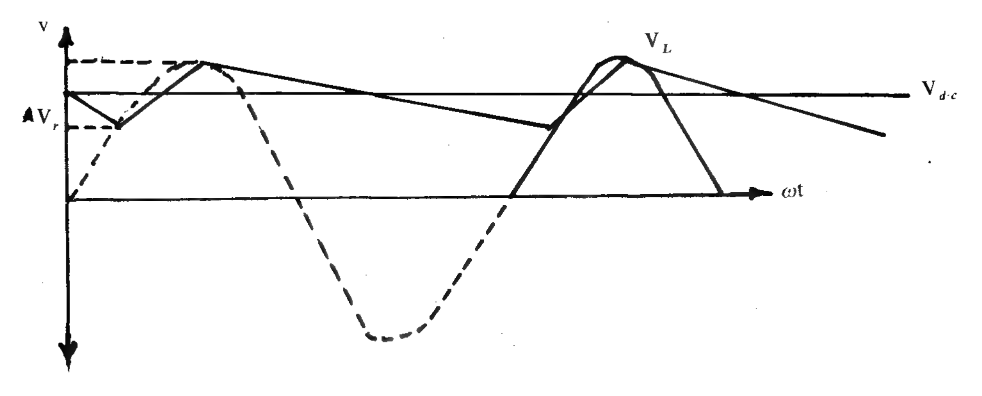
يلاحظ في هذا الشكل (٧) ان المتسعة تبدأ بالشحن حالما يبدأ التيار بالسريـــان في الثنائي ، عند اللحظة . t_1 ، اي عندما يصل جهد الربع الاول من موجة الادخال (اي جهد المصعد) الى جهد اكبر من الجهد الذي تصل اليه المتسعة C بعد التفريـــغ خلال R_L (جهد المهبط).

على اية حال ، عندما تصبح V_c مساوية لـ V_m ، اي عند اللحظة t_2 انظـــر الشكل (٧) ، يتوقف سريان التيار . وذلك لان الموجة الداخلة تبدأ بعدها بالهبوط بينما تحتفظ المتسعة بجهدها ، لفترة تطول اوتقصر تبعا لقيمة ثابت الزمن RC – انظر الشكل (٧) . وهكذا ساعدت المتسعة على تقليل المركبة المتناوبة من جهد الاخراج .

1 – 4 – 6 تحليل دائـرة المرشـح السعـوي : –

ذكرنا تواً ، انه على الرغم من ان موجه الادخال تبدأ بالهبوط الى ان المتسعة سوف تحتفظ بجهدها لفترة تتناسب مع RC ومن ثم تظهر كما في الشكل (٧) والمعاد رسمه في الشكل (٨) حيث يمثل ΔV_r مقدار التموج في جهد الاخراج V_L .

هذا الشرح ينطبق على حالة الاستقرار التي تصلها المتسعة بعد زمن من تسليط الموجة الداخلة .



الشكل (٨) تغير V مع فترة التوصيل .

يلاحظ في هذا الشكل (٨) ايضا ، ان V_r يقل كلما قلت فترة التوصيل ($\Delta t = t_2 - t_1$) التي يمكن تقليلها بزيادة ثابت الزمن ($R_L C$) حيث يقل هبـــوط الجهد اثناء تفريغ المتسعة .

من جهة اخرى ، يجب ان يكون معلوما انه في اللحظة التي يتم فيها تسليط الموجـة الداخلة فان المتسعة حينئذ تتصرف كدائرة قصر ومن ثم فان التيار الابتدائي الذي يمر في دائرة المقوم بسبب من وجود المتسعة ، سوف يكون كبيرا جدا ويدعى بالتيار المفاجي Surge current. وعلى العموم فان التيار الذي يمر خلال الثنائي I_D لايكون مساويا لـ $\left(\frac{V}{r_a + R_L}\right)$ بل يزيد عن ذلك كثيرا فالشحنات التي تفرغ من المتسعة خلال الفترة التي يكون فيها الثنائي في حالة قطع ، يجب ان تسترجع خلال فترة التوصيل القصيرة Δt . اي ان

$$I_D = I_L \frac{T}{\Delta t} \qquad \dots (29)$$

هذا وقد تزيد النسبة $\left(\frac{T}{\Delta t}\right)$ عن 100 وتزداد كلما زادت قيمة C. لــذا يجب اختيار الثنائي الذي يتحمل تيارا عاليا مثل I_D ولفترة قصيرة جداً .

الان اذا فرضنا ان V_r تمثل موجة مثلثية – لاحظ الشكل (٨) – فان قيمة $V_{r\cdot m\cdot s}$ لهذه الموجة سوف تكون مساوية لـ

$$V_{r\cdot m\cdot s} = \frac{V_r}{2\sqrt{3}} \qquad \ldots (30)$$

لدينا الآن ان

$$r\cdot f = \frac{V_{a\cdot c}}{V_{d\cdot c}} \approx \frac{V_r}{2\sqrt{3}\ V_{d\cdot c}} \qquad \ldots (31)$$

وكتقريب اولي ، هو اعتبار فترة التوصيل Δt اقل بكثير من فترة تردد موجـــة الادخال $\left(T = \frac{2\pi}{\omega} \right)$ لذا يمكن اعتبار فترة هبوط الجهد عبر المتسعة من V_m بالمقدار V_r تستغرق T من الزمن . عليه فان

$$V_r = V_m (1 - e^{-T/RC}) \qquad \ldots (32)$$

وبما ان ثابت الزمن $(R_L C)$ يختار بحيث يزيد كثيرا عن T ، لذا فـــان

$$V_r = V_m \frac{T}{R_{LC}} \qquad \ldots (33)$$

كذلك من النظر الى الشكل (٨) ولغـرض اجراء نفس التقريب ايضا ، نستطيع القـول ان :

$$V_{d\cdot c} \approx V_{d\cdot c} + \frac{V_r}{2} = V_m \qquad \ldots (34)$$

وعند التعويض عن قيمة كل من V_r و $V_{d\cdot c}$ المذ كورين اعلاه في المعادلة (٣١) نحصل على

$$r\cdot f = \frac{T}{2\sqrt{3}\ R_L C} = \frac{1}{2\sqrt{3}\ R_L fC} \qquad \ldots (35)$$

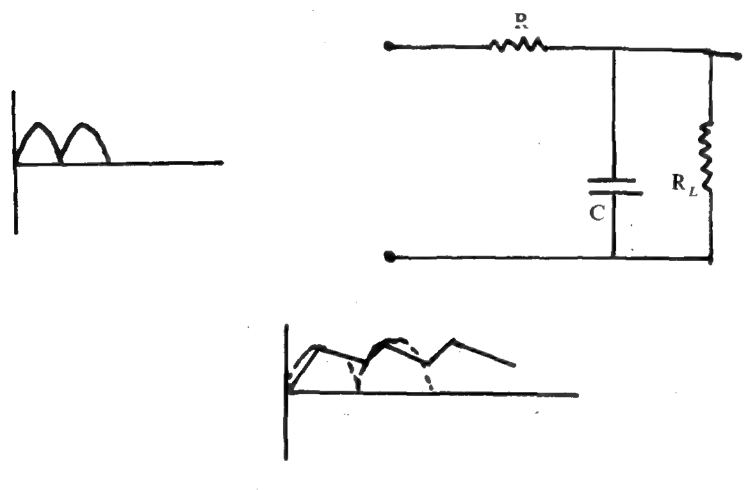
هذه المعادلة (٣٥) تصلح للتعبير عن سلوك المرشح السعوي المربوط الى دائرة المقوم النصفي للموجات ويمكن الوصول تقريبا الى نفس العلاقة بالنسبة لمقوم كامل مع فارق ان العامل f يستبدل بـ $2f$.

وعليه فانه كلما زادت c او f او R_L كلما قلت r·f ومن ثم تم الوصول الى جهـد مستقر بصورة اكبر .

2 – 4 – 6 مرشحـات اخـرى : –

على الرغم من ان مرشح متسعة يمتاز بالبساطة وصغر الحجم ورخص الثمن وسهولة الربط الا ان استخدامه يقتصر فقط على التيارات الصغيرة اقل من 50 ملي امبيـر

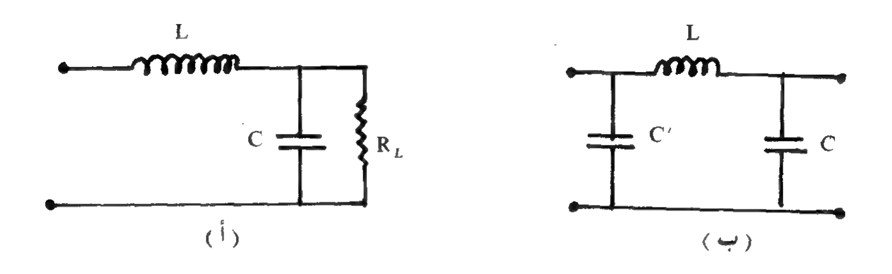
على اية حال ، ان اضافة مقاومة على التوالي مع المتسعة – انظر الشكل (٩)– سوف يحد من قيمة التيار المفاجيء وبالتالي يمكن التغلب على عيب المرشح السعوي البسيط ، ويدعى هذا النوع من المرشحات بمرشح مقاومة – متسعة RC filter



الشكل (٩) مرشح مقاومة – متسعة .

ان ربط المقاومة R على التوالي مع المتسعة سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبر هذه المقاومة عند مرور تيار الحمل فيها ومن ثم الى انقاص جهد الحمل. ومع ان التغلب على هذه المشكلة يمكن ان يتم بجعل R_L اكبر بكثير من R . حيث ان معظم الجهد سوف يظهر حول المقاومة الكبرى R_L وكذلك فان استعمال R_L كبيرة سوف يقلل من عامل التموج r·f – انظر المعادلة (٣٥) – الا انه يجب التذكر ان اطفـاء دائرة المقوم بعد التشغيل ، سوف يشكل خطرا ناتجا عن احتمال التعرض الى خطـر الصدمة الكهربائية عند لمس المتسعة وذلك لان R_LC سوف تكون كبيرة ومن ثـم

فان زمن تفريغ المتسعة سيكون كبيرا هو الاخر ، وبالتالي فانه لاينصح ان تكون R_L كبيرة للسبب المذكورة اعلاه ويطلق على هذه المقاومة احيانا بمقاومة النزف bleeder resistor على اية حال يمكن الوصول الى مستوى افضل للترشيح باستخدام مرشح ملف inductance filter انظر الشكل (١٠) .



الشكل (١٠) مرشحات ملف – متسعة .

من المعروف ان ممانعة الملف تساوي $x_L = 2\pi fL$ وبالتالي فان الملف يبدي ممانعة عالية بالنسبة للتيار المتناوب وممانعة تساوي صفرا بالنسبة للتيار المستمر (حيث f صفر في هذه الحالة) .

من جهة اخرى وكما اسلفنا ، تعد المتسعة مخزناً للطاقة الكهربائية ومن ثم فانها تربط على التوازي كي تمانع التغير في الجهد . كذلك يعد الملف مخزناً للطاقة المغناطيسية وبذلك يربط على التوالي مع الحمل كي يمانع التغير في تيار الحمل حيث يقوم بعتق تلك الطاقة كلما اراد تيار الحمل ان يقل عن المعدل وهكذا تتم عملية تقليل التموج . وقد وجد عمليا ان القيمة المناسبة للملف المستخدم تكون مساوية لـ

$$L = \frac{R_L}{6\pi f} = \frac{R_L}{1000} \quad \ldots (36)$$

حيث ان التردد $f = 60$ هرتز .

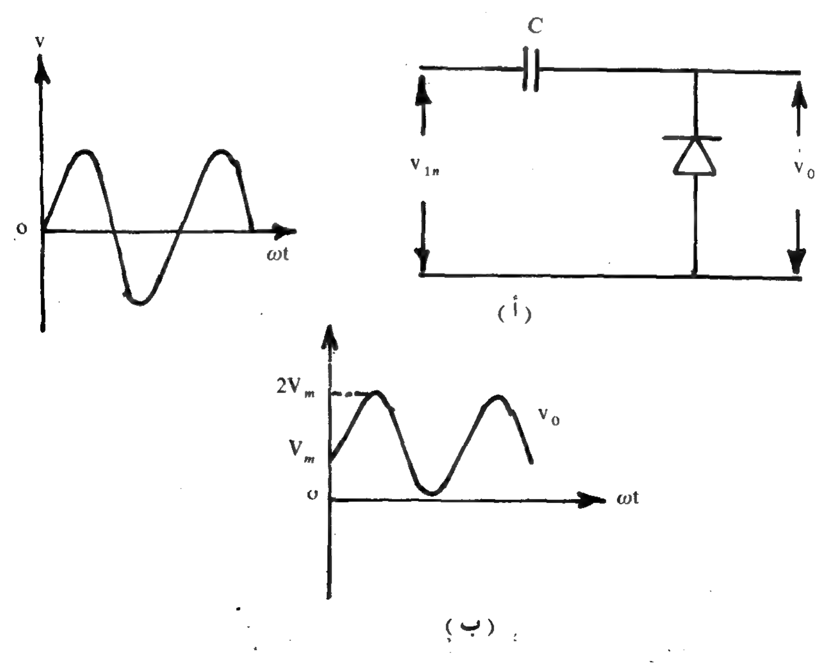
على الرغم من ان جهد الاخراج مع مرشح المحث ، اقل مما هو مع مرشح المتسعة الا ان عامل التموج فيه احسن بكثير . كذلك يمنع المحث حدوث التياوات العالية التي تحدث لفترة قصيرة وبذلك يقوم بحماية الثنائيات ولهذا يفضل عندما يكون

تيار الحمل عاليا حيث ان عامل التموج يكون احسن كلما زاد تيار الحمل (على العكس مما عليه مرشح المتسعة) ولنفس السبب يستعمل مع مقوم موجه كاملة فقط .

لمعالجة الانخفاض في جهد الاخراج تضاف متسعة ثانية - الشكل (١٠ ب) الا انه يجب التذكر ان هذه المتسعة الاخيرة ستجلب معها التيارات العالية وعليه فانه يجب اختيار الثنائي المناسب . كذلك هناك امكانية استخدام المقاومات بدلا من الملفات الكبيرة الحجم والغالية - استبدال الملف في الشكل (١٠ب) بمقاومة - ولكن مع التذكر ان مقاومة الاخراج للمرشح لجب ان تكون كبيرة القيمة ومن ثم فان هذا النوع من المرشحات يستعمل فقط مع تيارات حمل ثابتة وصغيرة.

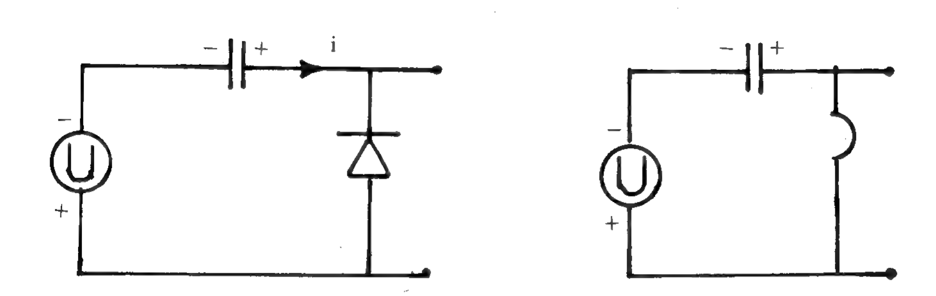
5 - 6 دائرة الالـزام :- Clamping circuit

وتسمى ايضا في بعض الاحيان ، بدائرة استرجاع المركبة المستمرة في الموجات ويتم ذلك عن طريق لزم الموجة الداخلة عند مستوى معين غالباً ما يكون مستوى الصفر. ومن هنا جاءت التسمية دائرة الالزام clamping circuit - انظر الشكل (١١أ)



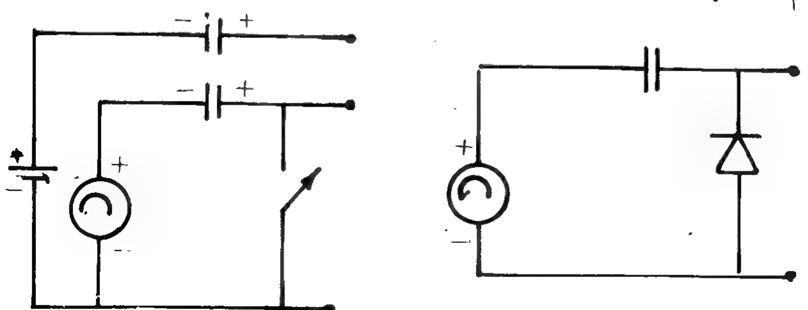
الشكل (١١) دائرة الالزام مع الموجتين : الداخلة والخارجة .

في دائرة الالزام هذه وعلى فرض ان جهد الادخال المسلط هوموجه جيبية ، سيكون جهد الاخراج كما في الشكل (١١ ب) وفيما يأتي شرح للكيفية التي تعمل معها دائرة الالزام : – لتوضيح عمل هذه الدائرة سنفرض ان النصف المسلط من الموجة الداخلة هو النصف السالب– انظر الشكل (١٢ أ) . خلال هذا النصف السالب يكون الثنائي البلوري منحازا اماميا مما يسمح للتيار بالسريان في الدائرة ليشحن المتسعة الى اقصى قيمة تصلها هذه الموجة وبهذا يكون الجهد على هذة المتسعة مساويا لـ V_m



الشكل (١٢) الدائرة المكافئة للثنائي في حالة التوصيل .

ان هذا الجهد (V_m) سوف تحتفظ به المتسعة وذلك لان الثنائي البلوري سوف ينحاز عكسيا لحظة اجتياز النصف السالب القيمة ($- V_m$) لان الجهد على المهبط (جهد المتسعة) سيكون اكبر من جهد المصعد ومن ثم فان هذا الجهد (V_m) سوف يبقى على المتسعة لان هذه المتسعة لاتستطيع ان تلحق بالتغير الحاصل في الموجة الداخلة نظرا لان انحياز الثنائي عكسياً يجعل من ثابت الزمن لهذه الدائرة طويلا جدا . ما حدث خلال الربع الثاني من النصف السالب من الموجة الداخلة يحدث خلال النصف الموجب من هذه الموجة ، حيث يبقى الثنائي البلورة منحازا عكسياً – انظر الشكل (١٣) . ومن ثم فان جهد الموجة الخارجة سيكون مساويا لـ



الشكل (13) دائرة الالزام الموجبة

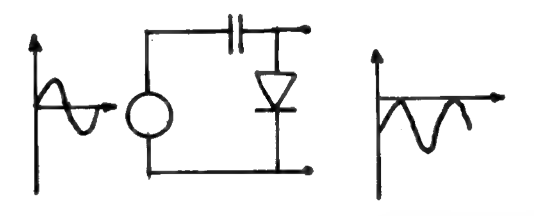
$$v_0 = V_m + V_m \sin \omega t \qquad \dots (36)$$

يبين الشكل (١٣ب) هذه الموجة الخارجة حيث يظهر ان الذروة السالبة قد الزمت عند الصفر ومن ثم فان معدل المساحة الواقعة تحت الاشارة اصبحت لا تساوي صفرا وبالتالي فان هذا الموجه الخارجة اصبحت تمتلك قيمة مستمرة . فمن المعروف ان معدل القيمة المستمرة يكون مساويا لـ

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m + V_m \sin \omega t) \, d (\omega t) . \qquad \dots (37)$$

حيث يمثل التكامل في المعادلة اعلاه ، المساحة الواقعة تحت الاشارة

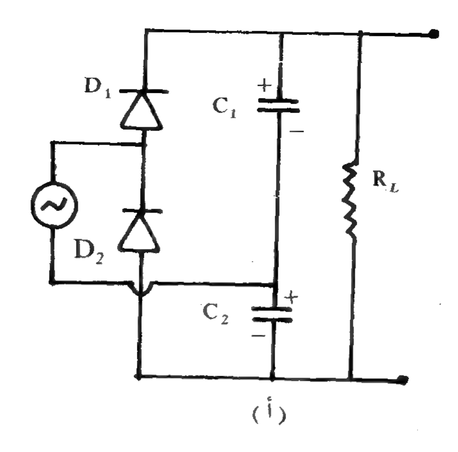
ومن الجدير بالذكر انه بالامكان تغيير مستوى الالزام باضافة بطارية على التوالي مع الثنائي وحينئذ يحدد قيمة واتجاه البطارية ومستوى الالزام كذلك اذا ما عكست اقطاب الثنائي في دائرة الالزام – انظر الشكل (١٤) فان الذروة الموجبة هي التي سيتم الزامها عندئذ .

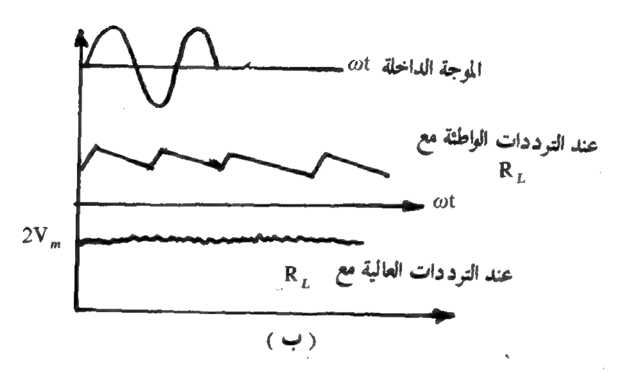


الشكل (14) دائرة الالزام السالبة

دائرة مضاعف الجهد Voltage Doubler :-

عند تحويل التيار المتناوب الى تيار مستمر غالبا ما نلجأ الى استخدام محولة رفع (اوخفض) مع مقوم موجة كاملة ولكن اذا كان المطلوب هو مضاعفة الجهد فقط دون الاهتمام بقيمة التيار – الذي يكون صغيرا في هذه الحالة – فان انسب الطرق لتحقيق ذلك هو استخدام دائرة مضاعفة الجهد الشكل (١٥أ) .





الشكل (١٥) دائرة مضاعف الفولتية مع الموجة الخارجة .

لفهم عمل الدائرة في الشكل (١٥أ) ، نفرض ان الجزء المسلط من الموجة الداخلة ، هو النصف الموجب . عندئذ سيقوم الثنائي D_1 فقط ، بامرار التيار ليشحن المتسعة C_1 بالشحنة المبينة عليها في الشكل (١٥أ) . اما عند تسليط النصف السالب من موجة الادخال فان الثنائي D_2 ، فقط سوف يسمح بمرور التيار ليشحن المتسعة C_2 بالشحنة المبينة عليها . وبهذا فان مجموع الجهد الذي يظهر على كل من C_1 و C_2 سيكون مساويا $2V_m$ انظر الشكل (١٥ب).

تشير التجارب الى ان الجملة الاخيرة من الفقرة اعلاه ، هي صحيحة في حالة كون دائرة مضاعف الجهد غير محملة (عدم وجود مقاومة حمل R_L حول C_2) في هذه الحالة يكون الجهد الخارج خاليا من التمرج اي مستمرا ، وتكون قيمته مساوية

لضعف ذروة الموجة الداخلة السبب في ذلك انه لا يمكن للمتسعة C_2 ان تتفـــرغ خلال D_2 بسبب انحياز هذا الاخير عكسياً .

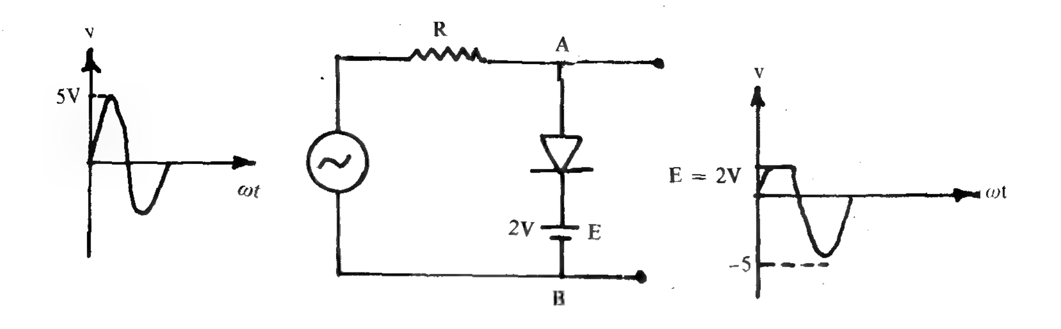
من جهة اخرى ، اذا ما ربطت المقاومة R_L حول C_2 فحينئذ يصبح بامكان المتسعة C_2 ان تتفرغ خلال هذه المقاومة وبالتالي يظهر تموج في الجهد الخارج . هذا ويمكن التقليل من هذا التموج عند زيادة تردد الموجة الداخلة ، وقد وجد انه اذا كان $(2\pi fR_L C_2 > 200)$ فان $V_{d \cdot c} = 2V_m$.

6 – 7 دائرة القطع (التقليم) Clipping circuits :-

وتسمى احيانا بالدوائر المحددة limiters وينتشر استعمالها في دوائر تشكيل الموجات wave-shapping ويمثل الشكل (١٦) دائرة كهربائية استخدم فيهـا الثنائي لتحديد جهد الموجة الداخلة عند قيمة معينة E اوبعبارة اخرى ان هذه الدائرة قد صممت لتمنع الجزء الموجب من الموجة الخارجة من اجتياز قيمة الجهد المستمر E . ويمكن تلخيص عمل هذه الدائرة (على فرض ان الثنائي المستعمل مثاليا) كما يأتي : عند تسليط النصف الموجب من الموجة الداخلة على مصعد الثنائي فان هذا الاخير سوف يسمح للتيار بالمرور في اللحظة التي يصبح فيها جهد الموجة الداخلة اكبر بقليل من E . ذلك لان جهد المصعد يصبح حينذاك موجبا بالنسبة الى جهد المهبط (لان الموجة الداخلة تأخذ القيم من صفر الى V_m فولت) . وحيث ان مقاومة الثنائي في حالة مرور التيـــار. تكون صغيرة جدا (اوصفرا في حالة كونه مثاليا) لذا فان الجهد المتولد حول هذا الثنائي سيكون صفرا الى درجة انها لاتظهر مع الموجة الخارجة ومن ثم حدوث قطع فـــي هذه

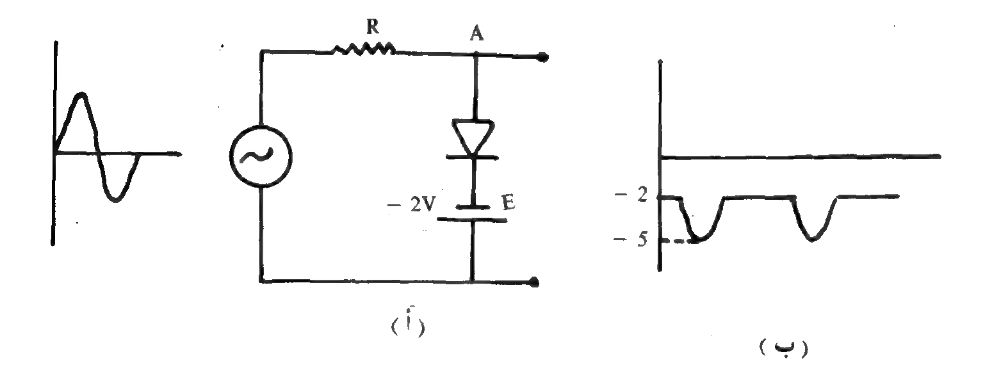
الموجة – انظر الشكل (١٦) . هذا من جهة . اما من جهة اخرى وفي حالة كون جهد الموجة الداخلة اصغر من E فان مقاومة الثنائي سوف تكون كبيرة جدا (ما لانهاية في حالـــة كونه مثاليا) وبهذا يمكن اعتبار الدائرة مفتوحة عند النقطتين A و B وان الموجة الخارجة تتبع الموجة الداخلة من غير تغير .

الان لو عكست قطبية المصدر E فقط لنتجت الدائرة المبينة في الشكل (١٧أ) في هذه الحالة فان اتجاه الجهد E يجعل الثنائي منحازا اماميا حتى لو كان جهد الموجة الداخلة مساويا للصفر او سالبا لغاية القيمة E . لذا ولكون الثنائي منحازا اماميا خـــلال تلـــك الحدود . لاتظهر موجة الادخال في جهة الاخراج وكل ما يظهر هو ذلك الجهد



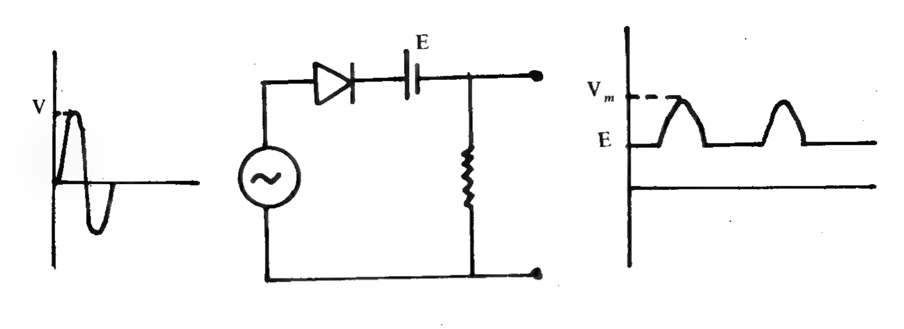
الشكل (١٦) دائرة القطع مع الموجة الخارجة

السالب من الموجة الداخلة الذي يجعل من الثنائي البلوري منحازا عكسياً (اي ذلك الجزءمن الموجة الداخلة الاكثر سالبية من E) انظر الشكـل (١٧أ)

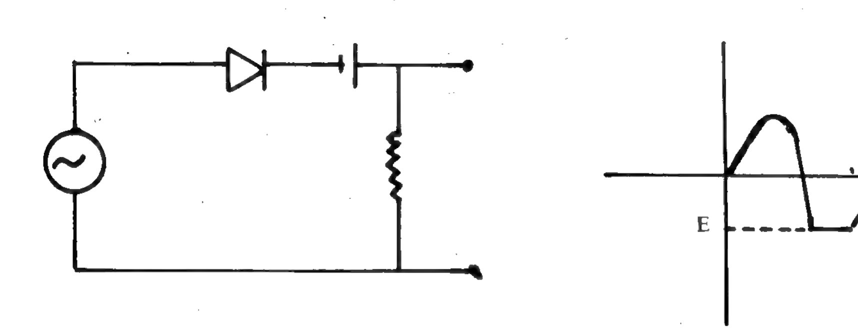


الشكل (١٧) دائرة القطع مع الموجة الخارجة .

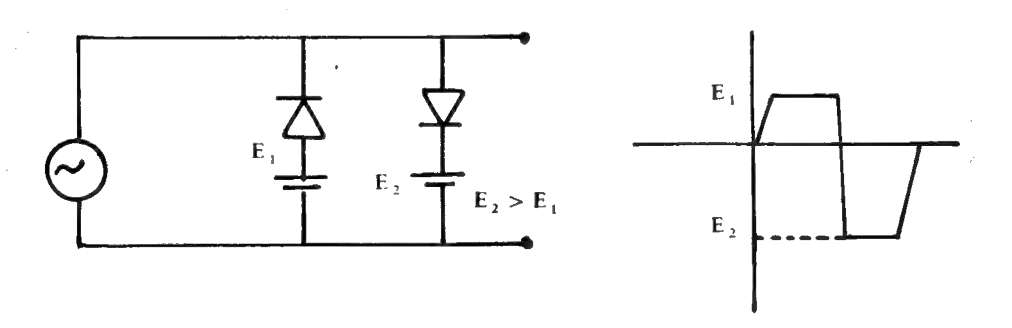
وتوجد دوائر اخرى تعمل على نفس الاساس ، للحصول على اشكال اخـــرى للموجات – انظر الشكلين (١٨ – ١٩)– كما ويمكن استعمال ثنائيات اضافية اخرى لاكثار عدد المستويات التي تتم عندها عملية التقليم وحسب شكل الموجة المرغوب فيها وتبين الدائرة في الشكل (٢٠) دائرة تتم فيها التقليم عند مستويين مختلفين هما E_1 و E_2



كذثالش ١٨) دائرة قطع .



الشكل (١٩) دائرة قطع



الشكل (٢٠) دائرة القطع المضاعف .

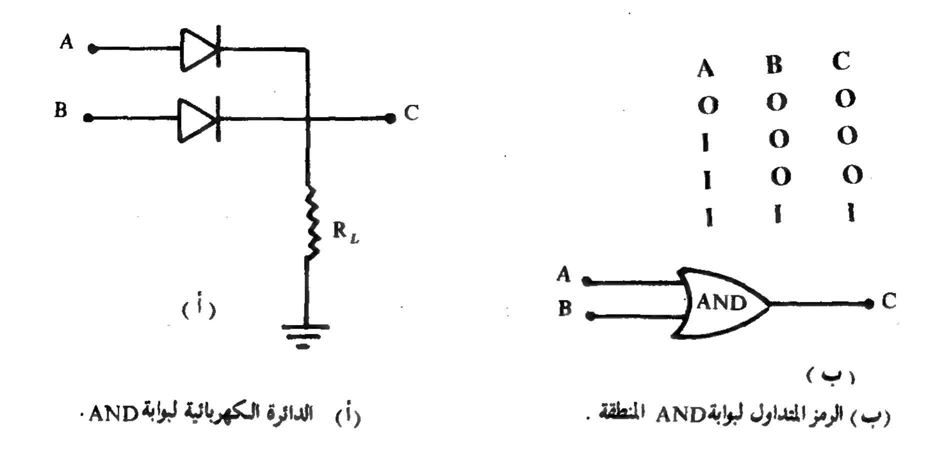
8 - 6 الثنائيات البلورية كعناصر لدوائر المنطق Logic circuits

عندما ظهرت الحاسبات الالكترونية عام 1940 كانت الصمامات الثنائية المفرغة تشكل العمود الفقري لهذه الاجهزة . الا ان تطور العلوم الالكترونية بشكل كبير وسريع وما رافق ذلك من ظهور الثنائيات البلورية والترانزستورات ادى الى استبدال الالاف من هذه الصمامات المفرغة بالثنائيات نصف الموصلة . واليوم تستخدم الحاسبات الالكترونية الحديثة الالاف من هذه الثنائيات ذات الحجم الكبير والاستهلاك العالي للقدرة . للقيام بالعمليات المنطقية وبسرع عالية جدا ذلك لان هذه الثنائيات تستطيع ان تغير حالتها من الاشباع (في حالة كون التيار المار فيها أعلى ما يمكن) الى حالة القطع (التيار المار فيها يكون مساويا للصفر) في ظرف عدد من المايكروثانية ($1 \mu s = 10^{-6}$ sec) .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا انه بالامكان استخدام هذه الثنائيات النصف موصلة لتصميم دوائر تمتاز بان الجهد عند طرف الاخراج اما ان يكون عاليا (حالة قطع) ويساوي 5 فولت مثلا اوواطيء (حالة اشباع) ويساوي صفرا . وبهذا يصبح بالامكان . نظرا لهذه الخاصية الثنائية للجهد الخارج من هذه الدوائر ان تستخدم للقام بالعمليات المنطقية او الحسابية : كالجمع والطرح وغيرهما . وعندما تدخل هذه الدوائر ضمن تركيب الحاسبات الالكترونية تعرف عندئذ بالبوابات المنطقية logic circuits .
ان السبب في تسميتها بالبوابات يرجع الى ان هذه الدوائرقد تسمح لتيار الاشارات المسلطة عند مداخلها . بالسريان عند شروط معينة ولاتسمح له عند شروط اخرى وسنقوم هنا بدراسة بعض من هذه البوابات . املين ان نعود اليها في فصل لاحق . وهي :

أ- بوابة مع AND gate : - البوابة . وكما ذكرنا . هي دائرة كهربائية تمتلك مدخلين او اكثر وطرف اخراج واحد فقط ويكون جهد الخرج للبوابة اما عاليا او واطئا تبعا لنوع البوابة المستخدمة وكذلك تبعا لنوع جهد الدخل لهذه البوابة . وبوابة مع هذه الدائرة التي يكون جهد خرجها هي عاليا فقط عندما تكون جميع جهود الدخل لهذه البوابة عالية . او بعبارة اخرى ان جهد الاخراج سيكون واطئا اذا كان اي من جهود الادخال واطئا - لاحظ جدول الحقائق رقم (١) لهذه البوابة .

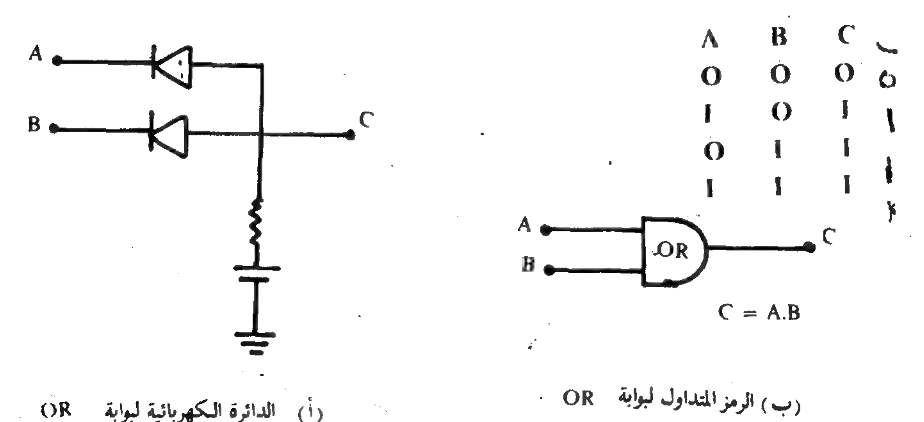
يشير الشكل (٢١أ) الى دائرة استخدم فيها الثنائي البلوري لتمثيل البوابة مع . اما الشكل (٢١ ب) يشير الى الرمز الخاص لهذه البوابة .



(أ) الدائرة الكهربائية لبوابة AND .   (ب) الرمز المتداول لبوابة AND المنطقة .

الشكل (٢١) دائرة AND .

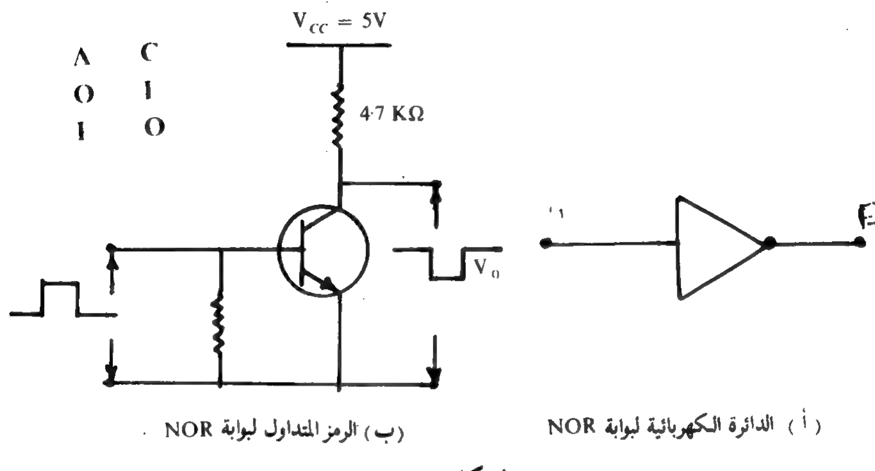
ب– البوابة أو OR Gatc : – يكون جهد الاخراج لهذه البوابة عاليا اذا كان جهد اي واحد من المداخيل لهذه البوابة عاليا . اوبعبارة اخرى يكون جهد الاخراج لهذه البوابة واطئاً فقط في حالة كون جهود المواخيل . لهذه البوابة . كلها واطئا – انظر جدول الحقائق (٢) لهذه البوابة ويمثل الشكل (٢٢ أ) دائرة البوابة اواما الشكل (٢٢ ب) فيشير الى الرمز الخاص لهذه البوابة .



(أ) الدائرة الكهربائية لبوابة OR   (ب) الرمز المتداول لبوابة OR .

الشكل (٢٢) دائرة OR

جـ- البوابة لا NOT gate : - يمكن فهم عمل هذه البوابة من النظر الى جدول الحقائق (٣) حيث نلاحظ ان عمل هذه البوابة يتلخص في عكس الجهد الداخل - او بعبارة اخرى اذا كان الجهد الداخل عالياً (5 فولت) فان الجهد الخارج يكــون واطئاً (صفرا) والعكس صحيح . يشير الشكل (٢٢أ) الى دائرة البوابة لا اما رمزهــا فيمثله الشكل (٢٣ب)



(ب) الرمز المتداول لبوابة NOR . (أ) الدائرة الكهربائية لبوابة NOR

الشكل (٢٣)

9 6 تنظيم الجهد Voltage Regulation

رأينا فيما سبق . ان ربط دائرة المقوم الى المرشح المناسب يمكن ان يزودنا بمصدر جيد للجهد المستمر الخالي من التموج ومع هذا فان هذه المصادر تبقى تعاني من عيب رئيسي وهو تغير قيمة الجهد الخارج لها عند تغير اي من جهد الداخل او مقاومة الحمل اوكليهما . وعلى هذا الاساس فان اي تغير في جهد الداخل سوف يتبعه تغير في جهد الخارج . كذلك هو الحال بالنسبة لمقاومة الحمل . حيث ان اي تغير في قيمة هـــذه المقاومة سوف يتبعه تغير في قيمة التيار المار ومن ثم تغير في قيمة الهبوط في الجهد على مختلف العناصر التابعة لدائرتي المقوم والمرشح .

على أية حال . في الكثير من التطبيقات الالكترونية . يكون من المرغوب فيـــه استخدام جهد اخراج ثابت القيمة على الرغم من التغير في الجهد الداخل او في قيمـة مقاومة الحمل لكي يتم الحصول على هذا النوع من الجهود يستخدم نوع من الدوائر تدعى بدوائر استقرار الجهد voltage stabilizer او دوائر تنظيم الجهد voltage regulator

وعلى الرغم من ان هناك انواعا عديدة من هذه الدوائر الا اننا سنقتصر على تلك الدوائر التي تستخدم ثنائي زينر في تنظيم الجهد الخارج .

1 – 9 – 6، ثنائي زينر كمنظم للجهد : – ذكرنا فيما مضى – انظر الفصل الخامس – ان وصول الجهد العكسي المسلط على ثنائي زينر الى القيمة V_z سوف يؤدي الى حدوث تغير فجائي وزيادة عمودية كبيرة في التيار العكسي على الرغم من عدم حدوث تغيـــر ملحوظ في الجهد عبر الثنائي وبالتالي فانه يصبح بالامكان الافادة من هذه الخاصيـة في تنظيم الجهد الخارج اي ثبوته عند قيمة معينة على الرغم من تغير الجهد الداخل ، باستخدام ثنائي زينر على النحو الاتي : –

يبين الشكل (٢٤) دائرة لتنظيم الجهد ويلاحظ في هذه الدائرة ان ثنائي زينر قد تم ربطه بصورة عكسية ليعمل في منطقة الانهيار ، كذلك يلاحظ ربط المقاومة R_s على التوالي مع الثنائي والمقاومة R_L حول هذا الثنائي في هذه الدائرة لدينا ان

$$V_L = V_{1n} - I_s R_s \qquad \dots (38)$$

بحيث ان

$$I_s = I_z + I_L \qquad \dots (39)$$

الان اذا فرضنا ان الجهد الداخل قد تغير من V_{1n} الى V'_{1n} فان هذا التغير في V_{1n} سوف يؤدي الى تغير في كل من I_z و I_L وحيث ان هذا التيار الجديد $(I'_s = I'_L + I'_z)$ سوف يمر في المقاومة R_s لذا فانه سوف يحدث عليها هبوط قدره

$$V'_s = I'_s R_s = (I'_L + I'_z) R_s \qquad \dots (40)$$

مرة اخرى يكون الجهد الخارج V'_L مساويا لـ

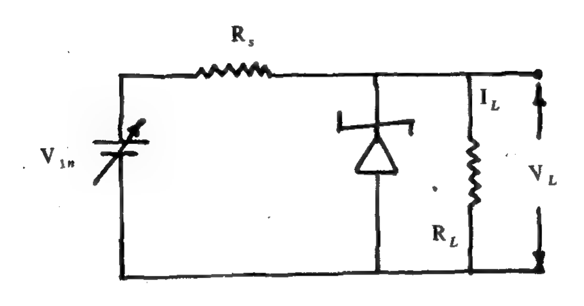
$$V'_L = V'_{1n} - I'_s R_L \qquad \dots (41)$$

وهكذا يكون الفرق بين الجهد الداخل والهبوط على R_s واحد في كل الاحوال يكون الجهد الخارج لذلك واحداً ايضاً

ومن الجدير بالذكر ان R_s يتم حسابها عادة ، من المعادلة :

$$R_s = \frac{V_{in} - V_z}{I_L + 0.2\, I_{z(max)}} \quad \dots (42)$$

حيث يمثل $I_{z\,max}$ اقصى تيار يستطيع ثنائي زينر ان يتحمله .



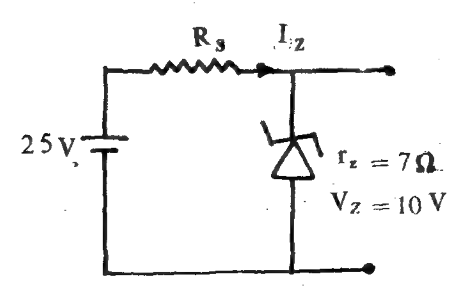
الشكل (٢٤) دائرة ثنائي زينر .

مثال : – في الدائرة ادناه اذا كانت $R_s = 5$ كيلو اوم فاحسب التيار المار

الحـــــل : –

في هذه الدائرة نجد ان $I_z = I_s$ وعليه ومن استخدام المعادلة (٣٨) نحصل على

$$25 = I_z \times 5 \times 10^3 + 10$$

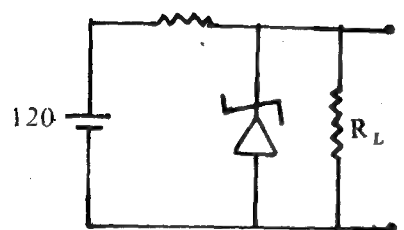


لذ ا فان

$$I_z = \frac{25 - 10}{5 \times 10^3} = 3 \text{ mA}$$

مثال : – في الد ائرة اد ناه اذ اكانت $R_L = 10$ كيلوأوم فاحسب تيارزينـــر I_z .

الحـــــل : –



لد ينا ان

$$V_L = V_z = 50V$$

وعليه فان

$$I_L = \frac{50}{10 \times 10^3} = 5mA$$

كذ لك لد ينا ان

$$V_{1n} = I_s R_s + V_L$$

$$120 = I_s \times 5 \times 10^3 + 50$$

او ان

$$I_s = \frac{120 - 50}{5 \times 10^3} = \frac{70}{5 \times 10^3} = 14 \text{ mA}$$

من المعاد لة (٣٩) نجد ان

$$I_z = I_s - I_L$$

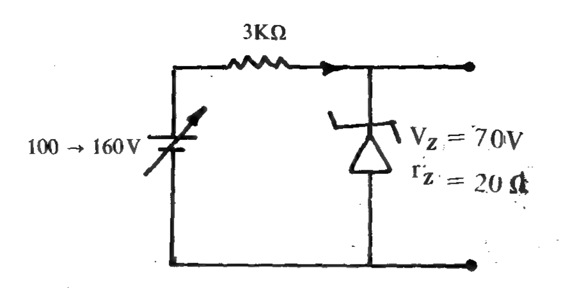
وعليهفان

$$I_z = 14 - 5 = 9 \text{ mA}$$

مثال : – في الد ائرة اد ناه اذ اكان الجهد الد اخل يتغيرمن 100 الى 160 فولت فاحسب مقد ار التغيرفي الجهد الخارج .

الحـــــل : –

تحسب اولاً الجهد الخارج عند ما يكون الجهد الد اخل 100 فولت هو المسلط و ذ لك من معرفة ان



$$100 = I_z \times 3 \times 10^3 + 70$$

$$\therefore I_z = \frac{30}{3 \times 10^3} = 10 \text{ mA}$$

ومن معرفة ان

$$V_0 = V_z + I_z r_z \qquad \ldots (43)$$

نجـد ان

$$V_0 = 70 + 10 \times 10^{-3} \times 20$$
$$= 70{\cdot}2 \text{ V}$$

وباتباع نفس الطريقة نحصل على التيار المار I_z' في الدائرة عند تسليط الجهد 200 فولت : اي ان

$$I_z' = \frac{160 - 70}{3 \times 10^3} = \frac{90}{3 \times 10^3} = 30 \text{ mA}$$

وكذلك نجد الجهد الخارج

$$V_0' = V_z + I_z' r_z$$
$$V_0' = 70 + 30 \times 10^{-3} \times 20$$
$$= 70{\cdot}6 \text{ V}$$

وعليه فان التغير في الجهد الخارج يكون مساويا لـ

$$\Delta V_0 = V_0' - V_0$$
$$= 70{\cdot}6 - 70{\cdot}2 = 0{\cdot}4\ V$$

يظهر لنا هذا المثال بشكل جيد طبيعة عمل ثنائي زينر حيث انه على الرغم من التغير الكبير الحاصل في الجهد الداخل (60) فولت الا ان القيمة في الجهد الخارج كان مساوياً لـ 0·4 فولت فقط . ترى اين يكمن السبب ؟

أسئلة ومسائل

1) اذكر أهم خواص الثنائي البلوري ثم قارن بينه وبين الصمام الثنائي المفرغ من حيث المحاسن والمساويء

2) وضح بالتفصيل لماذا لاتصلح الثنائيات البلورية للعمل عند الترددات العالية.

3) يسوء بشدة عمل اجهزة اشباه الموصلات بتأثير الاشعاع المؤين . ناقش هذه العبارة بالتفصيل .

4) ما المقصود بالتقويم وما سبب استخدام الثنائيات في عملية التقويم ؟

5) استخدم منحنى الخواص الثنائي لاثبات صلاحية استخدام هذا الثنائي في عملية التقويم

6) ارسم دائرة تقويم نصف موجه . اشرح عملها ثم احسب كفاءتها .

7) عرف معدل القيمة للتيار ثم ارسم الدائرة المناسبة للحصول على تيار معدل قيمته $\frac{I_m}{\pi}$ علما بان الموجة الداخلة هي $v = V_m \sin \omega t$.

8) ما اقصى كفاءة يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه؟ ولماذا ؟

9) ما الاحتياطات الواجب مراعاتها عند تصميم دائرة نصف موجة ؟

10) في الشكل (٣) ما سبب استعمال المحولة ذات النقطة الوسطية ؟اشرح بالتفصيل.

11) عرف جهد الذروة العكسية ثم اشرح تأثيره في كل من دائرة مقوم نصفي وكامل للموجات .

12) اشرح مع الرسم عمل دائرة قنطرة التقويم

13) عدد اوجه التشابه والاختلاف بين المقوم الكامل وقنطرة التقويم

14) عرف عامل التموج ثم احسبه في كل من الموجة الناتجة من دائرة مقوم نصف موجة ودائرة مقوم موجة كاملة. ماذا تعني النتيجة ؟ ناقش ذلك

15) تكون فعالية الدائرة اكبر كلما كان عامل التموج التابع لها اصغر. وضح ذلك .

16) ما المقصود بدوائر الترشيح ؟ ولماذا تستعمل ؟

17) اشرح بالتفصيل عمل مرشح سعوي ؟

18) ما التيار المفاجيء ؟ وما نوع الضرر الذي يمكن ان يسببه ؟ وكيف تتم معالجته؟

19) اشتق العلاقة (35) بالنسبة لمقوم موجة كاملة .

20) ما المقصود بمقاومة النزف ؟ ولاي الاغراض تستخدم ؟ وضح ذلك.

21) ايهما افضل مرشح T من نوع متسعة – مقاومة ام من نوع لمتسعة – ملف ولماذا ؟

22) اشرح بالتفصيل عمل كل من الدوائر الاتية : –

أ– دائرة الالزام ب– دائرة مضاعف الفولتية ج– دائرة التقليم

مع ضرب الامثلة التوضيحية .

23) ما المقصود بدوائر المنطق ؟ اشرح عمل دائرة المنطق AND

24) ما ثنائي زينر ؟ وكيف يختلف عن الثنائي البلوري ؟

25) اشرح بالتفصيل كيف يعمل ثنائي زينر على تنظيم الفولتية الخارجة .

26) ما مفهوم المقاومة الـ d·c والمقاومة الـ a·c للثنائي البلوري وكيف يتم حسابهما ؟

ارسم الدائرة المكافئة للثنائي البلوري

27) فولتية متناوبة قدرها 230V سلطت على دائرة مقوم نصف موجه خلال محولة ذات نسبة 10 : 1 لفه . احسب (أ) الفولتية المستمرة الناتجة (ب) فولتية الذروة العكسية

28) ثنائي بلوره بمقاومة 20 اوم اذا كانت الفولتية المسلطة هي $R_L = 800\Omega$,

لماذا $v = 50 \sin \omega t$ فاحسب (أ) $I_{r \cdot m \cdot s}, I_{d \cdot c}, I_m$ (ب) القدرة الـ a·c

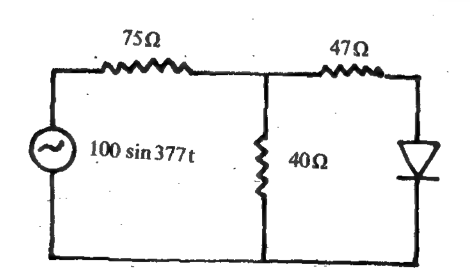
والـ d·c الخارجة (ج) الفولتية الـ d·c (د) الكفاءة

29) اعد السؤال اعلاه بالنسبة لدائرة مقوم كامل للموجات

30) الفولتية الثانوية العظمى لقنطرة تقويم تساوي (20 V) . ما مقدار عامل التموج فولتية في الاخراج ؟

31) لمقوم قنطري فولتية اخراج مستمرة قدرها 80V وعامل تموج 5% . ما مقدار فولتية تموج الاخراج .

32) في الدائرة ادناه اذا كان اقصى تيار يتحمله الثنائي هو 0·5A . فهل يمكن استعمال الثنائي في الدائرة ؟



الفَصلُ السَّابعُ

الترانزستور
The Transistor

1 - 7 المقـدمـة

ادت معرفة خاصية التكبير التي تحصل في انصاف الموصلات . للتيار الى اختراع ترانزستور النقطة Point transistor عام 1947 حين تمكن كل من الباحثين باردين ومارتن من مختبرات شركة بيل Bell الاميركية للتلفونات من اختراعه .

ومنذ ذلك الحين اجريت محاولات عديدة وبذلت جهود مكثفة لاستخدم وتطوير العديد من الاجهزة شبه الموصلة حتى تم تصنيع اول ترانزستور وصله Junction Transistor في عامل (1951) على اثر وضع شوتكي Schottky عام (1949) لنظرية عمل هذا الترانزستور .

ان اصل تسمية هذا الجهاز بالترانزستور نابع من طبيعة عمل هذا الجهاز عند ربطه في الدوائر الكهربائية . حيث ان الجزء الاول من هذه الكلمة (trans) تشير الى الخاصية التي يمتلكها هذا الجهاز في نقل الاشارة من دائرة الادخال – ذات المقاومة الصغيرة – الى دائرة الاخراج – ذات المقاومة العالية – من غير نقصان يذكر او بشكل مكبر. اما الجزء الثاني من هذه الكلمة (istor) فتصف الجهاز بانه عنصر صلب من عائلة المقاومة .

لقد ادى اكتشاف الترانزستور الى جميع انواع الاختراعات ذات الصلة المباشرة مثل

الدوائر المتكاملة والمكونات الالكترونية الضوئية والمعالجات الدقيقة microprocesser ان هذا التطور السريع في علم الالكترونات لم يكن ليحدث لولا اكتشاف الترانزستور، مما يشير الى تفوق هذا الثلاثي الجديد ذي الحالة الصلبة على الصمامات المفرغة في جملة امور، منها : -

أ- يعمل انيا ولا يحتاج الى وقت للتسخين مما يشير الى قلة استهلاكه للقدرة التي ينتج عنها العمل بكفاءة عالية .

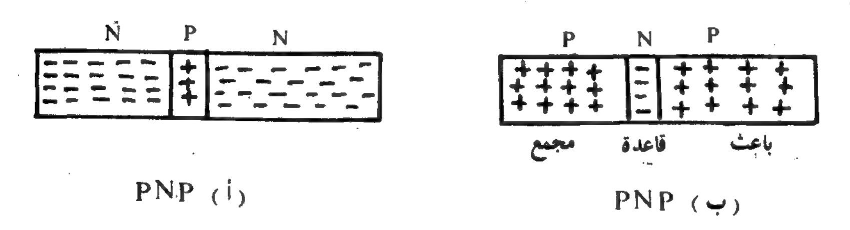
ب- سهولة تصنيعه وصغر حجمه ورخص ثمنه

جـ- يمكن تشغيله من جهد واطيء

د- يمتلك عمراً طويلاً مقارنة بالصمامات المفرغة ويقاوم التلف عند التعرض للصدمات والاهتزازات .

2 - 7 الخصائص الأساسية للترانزستور

أ- المكونات : - يرتبط الترانزستور مع الثنائي البلوري بعلاقة وثيقة ويشابهه في كثير من التطبيقات الا ان الفرق الرئيسي بين الثنائي والترانزستور هو ان هذا الاخير يتكون من وصلتين PN متعاكستين بدلا من واحدة . وعليه فان الترانزستور يتكون من بلورة واحدة من شبه موصل (سيلكون اوجرمانيوم) بثلاث مناطق يكون ترتيبها اما على هيئة NPN او PNP - انظر الشكل (١) .

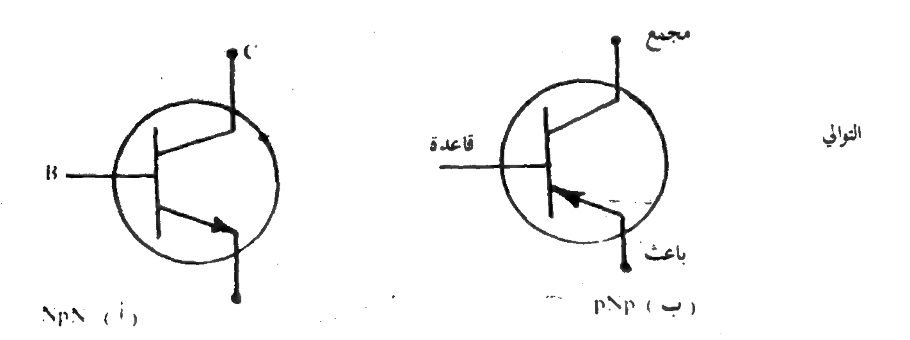


الشكل (١) مكونات الترانزستور

لتجنب الارباك سنركز اولا على الترانزستور من نوع NPN اخذ ين بنظر الاعتبار ان الترانزستور PNP هو المتمم the complement للترانزستور NPN وهذا يعني ان اتجاه التيارات وقطبية الجهود في الترانزستور PNP هي عكس التيارات والجهود في الترانزستور NPN

في الشكل (١أ) تسمى منطقة الترانزستور التي تقع على اليسار بالباعث emitter ويكون منسوب تطعيمه بالشوائب عاليا ويقوم بحقن القاعدة – المنطقة الوسطى – بحاملاته الاغلبية (الالكترونات) وعليه فانه يفترض والحالة، هذه . ان يكون جهد انحيازه اماميا . اما القاعدة base وهي موجبة هنا . فيجب ان تكون بسمك اقل (عدة ميكرونات) ومنسوب تطعيم اخف وهذا شرط اساسي لعمل الترانزستور . تقوم القاعدة بتمرير معظم الالكترونات المحقونة الى منطقةالمجمع collector ويتراوح تطعيم المجمع بين التطعيم الغزير للباعث وبين تطعيم القاعدة الخفيف ويسمى بالمجمع لانه يلتقط اويجمع الالكـ ـن القاعدة . يكون جهد المجمع – عند ربطه في الدائرة – عكسيا وعليه فان مقاومته تكون كبيرة ويكون المجمع هو الاكبر بين المناطق الثلاث لان عليه ان يبدد من الحرارة (I^2R) اكثر مما يبدده الباعث او المقاومة .

ب – رمز الترانزستور : – ذكرنا توا ان هناك نوعين من الترانزستور الثنائي القطبية هما الـ NPN و PNP . ولغرض التفريق بينهما والتعرف على اتجاه التيارات المـارة في الدوائر الخاصة بهما . يصبح من الضروري تمثيل كل منهما والرمز له برسم بسيط يعبر عن تركيبه واتجاه التيارات المارة فيه . هذا وقد اصطلح على ان يكون الشكل (٢ أ و ب) الرمز الخاص بترانزستور من نوع NPN و PNP وعلى التوالي .



الشكل (٢) الرمز المتداول للترانزستور

يمتلك الباعث دون المجمع رأس سهم . ولاتجاه السهم هذا اهمية خاصة حيث انه يشير الى نفس اتجاه تيار الباعث المتعارف عليه وبالتالي فان الفرق بين الرمزين هو في اتجاه السهم . اوبعبارة اخرى ان تيار الباعث في النوع NPN يخرج من الباعـــث

بينما يجري تيار القاعدة وتيار المجمع الى خارج الترانزستور اما في حالة الترانزستور من نوع pNp فان تيار الباعث يجري الى داخل الترانزستور في حين يخرج من الترانزستور كل من تياري القاعدة والمجمع – انظر الشكل (٢ ب).

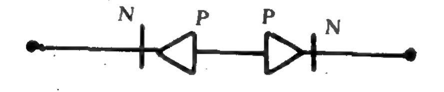
جـ– مبدأ عمل الترانزستور : – تمت الاشارة اعلاه الى ان الترانزستور يتكون من وصلتين pN متعاكستين لذا فانه من المتوقع ان تكون خصائصة الكهربائية مشابهة لتلك التي لثنائين بلورين مربوطين ظهراً لظهر . – انظر الشكل (٣) – وتحت شروط معينة . فعلى سبيل المثال عندما يكون طرف المجمع مفتوحا open-circuited اي ان تيار المجمع يساوي صفراً (I_c صفر) . فان وصلة القاعدة – الباعث تسلك سلوك ثنائي بلوري ويكون التيار المار هو

$$I_B = I_E = I_s(\exp(A\,V_{bc}) - 1) \quad I_{c=0} \qquad \ldots(1)$$

حيث ان I_s يمثل تيار الاشباع لوصلة الباعث – قاعدة ويكون الثابت A مساويا لـ $\frac{e}{KT} = 40$ ملي فولت . كذلك عندما يكون طرف الباعث مفتوحا($I_E = 0$) فان

$$I_B = I_c = I_s(\exp(A\,V_{cb}) - 1) \quad I_{E=0} \qquad \ldots(2)$$

حيث يمثل I_s تيار الاشباع لوصلة المجمع – قاعدة

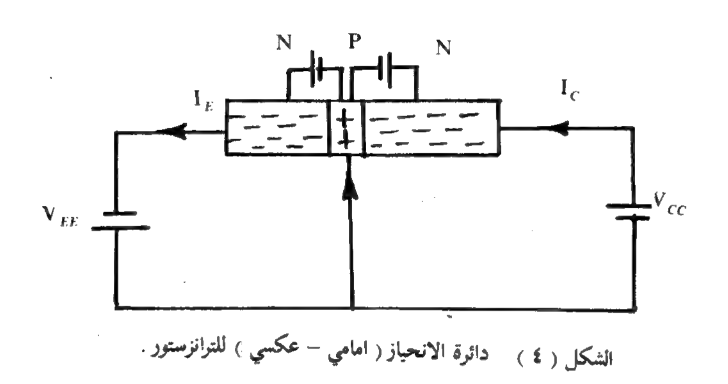


الشكل (٣) الثنائيان المكافئان للترانزستور .

على اية حال فانه من الناحية العملية لايكون اي من الباعث او المجمع مفتوحا وانما يتم ربطهما في وقت واحد ومن هنا يكون لدينا اربع حالات لتحيز الترانزستور وهي :–

1 انحياز امامي – امامي
2 انحياز عكسي – عكسي
3 انحياز أمامي – عكسي
4 انحياز عكسي – امامي

ومع هذا فان الذي يهمنا من بين هذه الحالات الاربع ، الحالة رقم (٣) : اي عندما يكون الباعث منحازا اماميا (اي سالبا بالنسبة للقاعدة) والمجمع منحازا عكسياً (اي موجبا بالنسبة للقاعدة) - انظر الشكل (٤) .



الشكل (٤) دائرة الانحياز (امامي - عكسي) للترانزستور .

في هذا الشكل يجهز المصدر V_{EE} وصلة الباعث - قاعدة بالانحياز الامامي بينما يزود المصدر V_{cc} وصلة المجمع - قاعدة بالانحياز العكسي .

في لحظة تسليط الانحياز الامامي على ثنائي الباعث لاتكون الكترونات الباعث قد دخلت منطقة القاعدة الا بعد ان تصبح V_{EE} - اوبالاحرى V_{EB} - اكبر من الجهد الحاجز . عندها يبدأ الباعث بحقن القاعدة بالالكترونات - الحاملات الاغلبية - مؤديا بذلك الى احداث تيار في دائرة الباعث يدعى بتيار الباعث I_E . من جهة أخرى تتحرك الفجوات في القاعدة نحو الباعث . وحيث أن نسبة تطعيم القاعدة تكون واطئة جداً فأن معظم تيار الانتشار هذا يكون بسبب من حركة الالكترونات .

من جهة أخرى . تكون وصلة المجمع - قاعدة منحازة عكسيا وبذلك فان الحاملات التي تعبر هذه الوصلة هي الحاملات الاقلية المتولدة حراريا مكونة بذلك تيارا يدعى بتيار التسرب ويرمز له بـ I_{CBO} .

الى هنا والأمر لايختلف عن سلوك ثنائي بلوري يقع مرة تحت جهد انحياز امامي ومرة تحت انحياز جهد انحياز عكسي وعلى التوالي . مع هذا فانه يبقى هناك تساؤل عن مصير الالكترونات المحقونة من الباعث الى القاعدة : اي طريق ستسلك ؟ ذلك لان هذه الالكترونات تستطيع المرور في اتجاهين : أ) الى أسفل القاعدة الرقيقة ومن ثم الى سلك توصيلها الخارجي او ب) عبر وصلة القاعدة - مجمع الى منطقة المجمع .

من أجل أن تسري الالـكترونات الى أسفل خلال منطقة القاعدة عليها ان تسقط في فجوات ، اي تعيد التحامها بفجوات القاعدة وبعد ذلك تستطيع ان تسير الى اسفل خلال فجوات القاعدة المتجاور الى سلك القاعدة الخارجي كالـكترونات تكافؤية . ان هذه المركبـة ذات الاتجـاه السفـلي مـن تيـار القاعـدة تسمى بتيار اعادة الالتحام recombination وتكون صغيرة لخفة تطعيم القاعدة .

هناك شيء حاسم يحدد طبيعة عمل الترانزسستور هوكون القاعدة رقيقة جداً وبالتالي فانها تتيح زمن بقاء كافيا لمعظم الـكترونات الباعث بالانتشار الى طبقة استنزاف المجمع اوبعبارة أخـرى ان كـون القاعـدة رقيقة وتركيـز الثقوب فيهـا غيـر كبير ، فان غالبية الالـكترونات ستمر خلال القاعدة دون ان تتحد مع الثقوب وتصل الى وصلة المجمع .

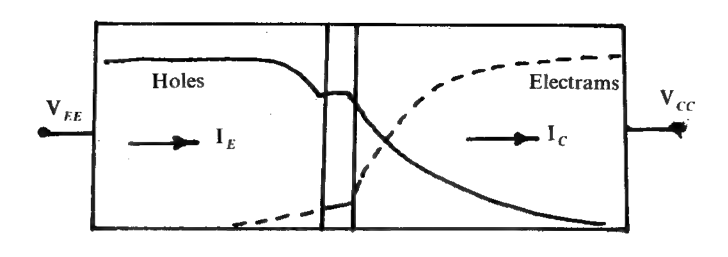
بعد ذلك يقوم مجال طبقة الاستنزاف* بدفع تيار ثابت من الالـكترونات الى منطقة المجمع ومن ثم الى سلك توصيل المجمع الخارجي . اكثر من 95٪ من الـكترونات الباعث المحقونة تعبر الى المجمع واقل من 5٪ تسقط في فجوات القاعدة .

من هنا يتضح لنا مبدأ عمل الترانزستور في ان جهد وصلة الباعث – قاعدة يؤثر على تيار المجمع كثيراً ، فكلما ازداد هذا الجهد (V_{EB}) ازداد تيار الباعث وتيار المجمع تبعا لذلك علما بأن التغير في تيار المجمع لايقل عن التغير في تيار الباعث الا قليلاً وهكذا يتحكم V_{EB} – اي جهد الدخل – في تيار المجمع . وعلى اساس من هذه العملية بالذات يقوم الترانزسستور كما سنرى لاحقا – بتكبير الاشارات الـكهربائية .

لابد لنا ان نذكر انه عند المسافات ، بعيدا عن ملتقى الباعث – قاعده والمجمع – قاعده ، فان التيار المار في وصلة الترانزستور ، يتكون من حركة الفجوات (حركـة الالكترونات التكافؤية) في الباعث من النوع السالب ومن الالكترونات في المجمـع السالب – انظر الشكل (٥) .

---

* يصاحب تغير الجهد على وصلتي ملتقى المجمع وملتقى الباعث بتغير في سمكي طبقة الاستنزاف لـكلا الوصلتين ولذلك يتغير سمك القاعدة وعندها تصبح رقيقة جداً وقد تحدث لها عملية التصاق او انسداد (وتسمى احيانا بثقب القاعدة puncture) اذ تتصل وصلة المجمع بوصلة الباعث وعند ذلك تختفي منطقة القاعدة ويتوقف الترانزستور عن العمل السليم .



الشكل (٥) مركبات التيار في الترانزستور .

اما بالنسبة للتيارات المارة في سلكي التوصيل للباعث والمجمع فتتكون من الالكترونات التي يجهزها المصدر السالب – للتعويض عن تلك الالكترونات التي تم حقنها الى المجمع – وكذلك من الالكترونات المزالة من المجمع بوساطة المصدر الموجب وبهذا فان التوصيل في الترانزستور يتم بوساطة كل من الالكترونات والفجوات وبذلك يطلق على هذا النوع من الترانزستورات بترانزستور الوصلة الثنائي القطبية
(Bipolar Junction Transistor (BJT))

مما جاء اعلاه نستطيع ان نخرج بالنقاط الاتية : –

أ– ان الانحياز الامامي على ثنائي الباعث يسيطر على عدد الالكترونات المحقونة الى القاعدة وكلما كبرت V_{EB} ازداد عدد الالكترونات المحقونة اي ازداد تيار الباعث I_E .

ب– بما ان وصلة الباعث منحازة اماميا ووصلة المجمع عكسياً لذا فان عرض منطقة الاستنزاف عند وصلة المجمع تكون اكبر بكثير مما هي عليه عند وصلة الباعث وبهذا فان امتداد منطقة هنااستنزاف المجمع في منطقة القاعدة يزداد كلما ازداد الانحياز العكسي V_{CB} ، الا ان تأثير هذا يكون ضعيفا على عدد الالكترونات التي تصل المجمع ، اي ان زيادة V_{CB} تزيد من انحدار تل المجمع ولكنها لا تغير من عدد الالكترونات الواصلة الى طبقة استنزاف المجمع تغييرا ملحوظاً . ان وجود هذا الانحياز العكسي سوف يعمل على تسليط قوة جذب على هذه الالكترونات مؤديا بذلك الى سريان تيار المجمع .

جـ– يكون ثنائي الباعث – قاعدة منحازاً امامياً بصورة دائمة ويكون ثنائي المجمع – قاعده منحازا عكسياً بصورة دائمة .

د- تكون مقاومة ثنائي الباعث – قاعدة صغيرة جداً مقارنة مع مقاومة ثنائي المجمع – قاعده وعليه فان جهد الانحياز على الباعث اصغر بكثير من الانحياز العكسي على المجمع .

3 – 7 طرق ربط الترانزستور

هناك وكما هو معلوم ، ثلاثة اطراف في الترانزستور، وهي : الباعث والقاعدة ، والمجمع ، ومع هذا فان الطريقة العملية المتبعة في ربط الترانزستور تفترض وجود مدخل واحد ومخرج واحد ، اي وجود اربعة اطراف : اثنين منها للدخول والاثنين الاخرين للخروج .

للتغلب على هذه المشكلة يعمد الى جعل احد الاطراف الثلاثة مشتركاً بين طرفي الادخال والاخراج وبهذا فان طرفي الادخال يتم تشكيلهما من احد الاطراف والطرف المشترك بينما يكون الطرف الاخر والطرف المشترك طرفي الاخراج وعليه فانه يصبح بالامكان ربط الترانزستور في الدوائر بالطرق الاتية :

1 - ربط القاعدة المشتركة Common Base (CB)

2 - ربط الباعث المشترك Common Emitter (CE)

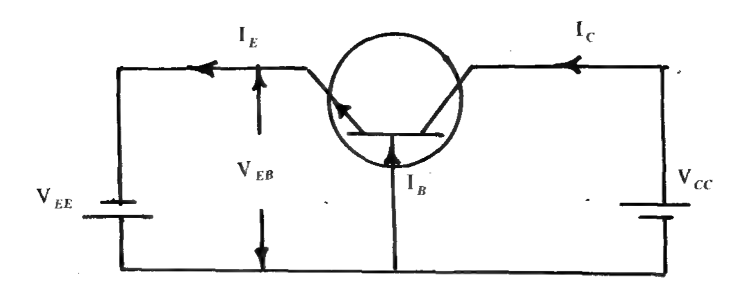
3 - ربط المجمع المشترك Common Collecter (CC)

لكل من هذه الانواع الثلاثة محاسنه ومساوئه التي سنتعرض لها تباعاً الا انه يجب ملاحظة – بغض النظر عن طريقة الربط – ان الباعث يتم تحيزة اماميا وبشكل دائم بينما يتم تحيز المجمع بصورة عكسية .

1 3 7 ربط القاعدة المشتركة : –

يشير الشكل (٦) الى ترانزستور من نوع NpN ثم ربطه في الدائرة على هيئة القاعدة المشتركة common base configaration . يلاحظ في هذا الشكل ان الباعث يمثل طرف الادخال بينما يمثل المجمع طرف الاخراج بينما تم ربط القاعدة الى الارضية بحيث اصبحت مشتركة بين طرفي الادخال والاخراج .

كذلك يلاحظ انه تم تحيز وصلة الباعث – قاعدة اماميا . مؤديا بذلك الى سريان التياران I_E و I_C بالاتجاهين الموضحين ادناه . في حين تم تحيز وصلة المجمع –



الشكل (٦) دائرة الترانزستور NpN .

قاعدة عكسيا مما نتج عنه توليد التيار I_c في الاتجاه الموضح ، وبذلك يمثل I_E تيار الادخال في ربط القاعدة المشتركة بينما يمثل I_C تيار الاخراج .

على اية حال ، ان تسليط انحياز عكسي على وصلة المجمع يؤدي كما رأينا ، الى احداث طبقة استنزاف عريضة يمتد الجزء الاكبر منها في القاعدة وذلك لخفة منسوب تطعيم هذه القاعدة مما يعمل على جعل القاعدة رقيقة جداً وبذلك فان معظم الالكترونات المحقونة من الباعث تعبر الى منطقة المجمع محدثة تيار المجمع I_c .

وكما يحدث في الثنائي البلوري فان لجهد الانحياز هذا تأثيرا على ازواج الالكترونات – الفجوات المتولدة بفعل الحرارة في هذه المنطقة ، مما يعمل على جذب الالكترونات المتولدة – مضيفا بذلك تياراً الى التيار الرئيسي I_c – ودفع الفجوات المتولدة الى الباعث عبر القاعدة تماما كما يحدث لفجوات القاعدة الموجودة اصلا . ان هذا التيار المتولد من حركة كل من الفجوات والالكترونات المتولدة حراريا ، يدعى بتيار التسرب « leakage current » ويرمز له بـ I_{CBO} ويكون موجوداً بغض النظر عن وجود تيار الباعث او عدم وجوده .

يتضح لنا مما تقدم ، ان تيار المجمع يتكون من جزءين : الاول يمثله الجزء الاكبر من تيار الباعث الذي يصل منطقة المجمع والثاني تيار التسرب I_{CBO} . لذا فان

$$I_c = \alpha I_E + I_{CBO} \qquad \dots (3)$$

يلاحظ من المعادلة اعلاه مايأتي :

أ – ان وضع (I_E = صفر) يجعل من I_c مساويا لتيار التسرب ـ، I_{CBO} أ
او بعبارة أخرى ان تيار التسرب يكون موجوداً بغض النظر عن وجود I_E .

ب – في حالة كون I_{CBO} صغيراً بحيث يمكن اهماله (غالبا مايكون هذا الافتراض صحيحا الا في درجات الحرارة العالية) تكون

$$\alpha = \frac{I_c}{I_E} \qquad \ldots (4)$$

وتعطي α هنا النسبة بين تيار المجمع المستمر وتيار الباعث المستمر في الترانزستور وتسمى α بمعامل كسب التيار للاشارات الكبيرة Large-signal current gain عند ربط الترانزستور بهيئة القاعدة المشتركة وتتراوح قيمة α للترانزستور الجيد . بين 0.9 الى 0.99 مشيرة بذلك الى ان تيار المجمع لايختلف كثيراً عن تيار الباعث .

فضلاً عن ماذكر اعلاه ومن خلال تطبيق قانون كريشوف على الدائرة – الشكل (٦) – وكذلك من ملاحظة اتجاه التيارات في هذه الدائرة نحصل على :

$$I_E = I_c + I_B \qquad \ldots (5)$$

ان ماتقوله المعادلة (5) هو بالضبط ماقلناه سابقا من ان تيار الباعث ينقسم الى قسمين هما : تيار المجمع وتيار القاعدة . اي ان

$$I_E = I_c + I_B \qquad \ldots (6)$$

وعند التعويض عن I_c بـ αI_E في المعادلة اعلاه . واعتبار I_{CBO} مساويا للصفر نحصل على

$$I_B = (1 - \alpha) I_E \qquad \ldots (7)$$

أو ان

$$I_B = \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) I$$

وعادة مايستخدم الرمز β ليمثل النسبة $\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right)$ وعليه فان

$$I_c = \beta I_B \qquad \dots (8)$$

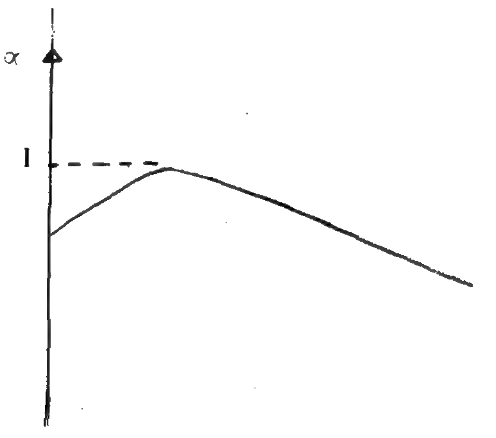
بمعنى ان اي تغيرفي I_B سوف يصاحبه تغيرفي I_c على افتراض ان β كمية ثابتة لاتعتمد على تغير I_B . او ان

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} \qquad \dots (9)$$

هذه النسبة غالبا ماتدعى بعامل تكبير الاشارة الصغيرة وتكتب في بعض الاحيان بـ h_{FE} كما سنرى لاحقا .

2 - 3 - 7 منحنيات الخواص لدائرة القاعدة - المشتركة :

لاتستطيع المعادلات السابقة ، المعادلة رقم (3) الى المعادلة (9) ، اعطاء فكرة كاملة عن السلوك الكهربائي للترانزستور في الدوائر الكهربائية لان α للترانزستور الواحد - على شبيل المثال - غيرثابتة القيمة وانما تتغيرمع كل من I_c و V_{CB} - انظرالشكل (٧) - حيث يلاحظ في الشكل (٧أ) ان α تزداد مع زيادة I_c ثم تبدأ بالنقصان عند زيادة I_c عن حد معين كذلك يلاحظ ان α تزداد مع زيادة V_{CB} - الشكل (٧ ب) .



الشكل (٧)

من جهة اخرى تفترض هذه المعادلات ان I_E معروفة الا ان معرفة I_E تقتضي معرفة تغير I_E مع V_{BE} . ومن هنا فان التعرف بصورة كاملة على سلوك الترانزستور في الدوائر لايتم الا من خلال التعرف على مختلف العلاقات بين مختلف التيارات والجهود ذات العلاقة .

تعكس مميزات الترانزستور الساكنة static characteristics العلاقة بين

التيارات والجهود المتناظرة . وفي الترانزستور يوجد ترابط متبادل دائما بين اربعة مقادير : تياري وجهدي الادخال والاخراج i_{1n} و i_0 و v_{1n} و v_0 ولايمكن توضيح هذه العلاقة بمجموعة مميزات واحدة ولابد من استخدام مجموعتين من المميزات . وافضل طريقة لذلك هي ان نتناول دراسة مجموعة مميزات الدخول $i_{1n} = f(v_{1n})$ مع مجموعة مميزات الخروج $i_0 = f(v_0)$

أ- مميزات الادخال :- تشير مميزات الادخال الى المنحنيات او المنحنى الذي يمثل العلاقة بين تيار الادخال I_E ، في ربط القاعدة المشتركة . وجهد الادخال اي جهد الباعث - قاعدة V_{BE} عند قيمة ثابتة لجهد المجمع - قاعدة V_{CB}

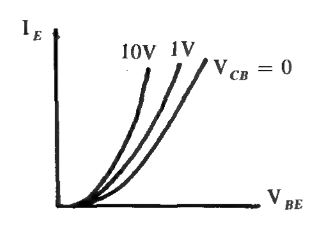
يؤخذ تيار الباعث عادة على المحور الصادي بينما يمثل المحور السيني جهد الباعث - قاعدة ديشير الشكل (٨) الى منحنى نموذجي لمميزات الادخال لربط القاعدة المشتركة . ومن معاينة الشكل تستطيع ملاحظة النقاط الآتية :

1- يزداد تيار الباعث زيادة كبيرة مع زيادة صغيرة في الجهد V_{EB} ، مما يشير الى صغر مقاومة الادخال . تعرف مقاومة الادخال بأنها النسبة بين التغير الحاصل في جهد الباعث - قاعدة ΔV_{BE} الى التغير الحاصل في تيار الباعث V_{CB} عند ثبوت V_{CB}

$$r_i = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} \quad V_{CB} = \text{constant}$$

في الحقيقة تمثل r_i مقدار المقاومة التي تبديها دائرة الدخل بالنسبة الى اشارة التيار . وحيث ان تغيرا صغيرا في V_{EB} يؤدي الى احداث تغير كبير في تيار الباعث لذا فانه من المتوقع ان تكون r_i صغيرة وفي حدود بضع أومات .

2- على الرغم من أن تأثير زيادة V_{CB} على I_E ليس كبيراً الا أنه من الواضح ان I_E عند قيمة معينة لـ V_{EB} ، يزداد مع زيادة V_{CB} . ان تأثير V_{CB} يتأتى من زيادة عرض منطقة الاستنزاف عند وصلة المجمع قاعدة (ظاهرة النقب) .



الشكل (٨) تأثير زيادة V_{CB} على منحى (I − V) للترانزستور .

ب- مميزات الاخراج : - تمثل مميزات الاخراج المنحنيات التي تربط بين تيار الاخراج I_c وجهد المجمع - قاعدة V_{CB} لقيم مختلفة ولكنها ثابتة لتيار الادخال I_E . عادة ما يمثل المحور الصاري تيار المجمع I_c بينما يؤخذ جهد المجمع - قاعدة على المحور السيني ، انظر الشكل (٩) الذي يبين مجموعة منحنيات الخرج لترانزستور نموذجي بهيئة القاعدة - المشتركة CB .

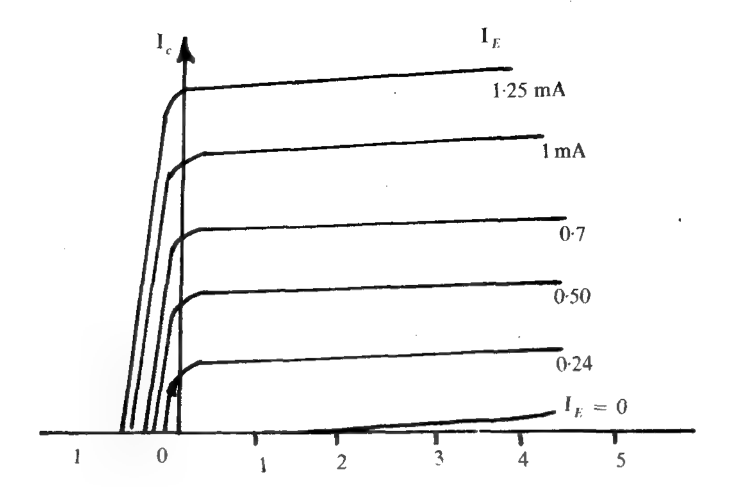
ان دراسة المنحنيات تؤدي بنا الى ملاحظة النقاط الآتية :

1- ان تيار المجمع I_c يتغير مع V_{CB} فقط عند القيم الواطئة لهذا الأخير ($V_{CB} < 1$)

2- ان تيار المجمع I_c يصبح مساوياً تقريباً الى تيار الباعث I_c عندما تكون $V_{CB} > 1$

3- على الرغم من ان تيار المجمع يبدو ثابتاً نوعاً ما عند القيم ($V_{CB} > 1$) لاحظ الجزء الافقي المستقيم من المنحى الذي يعني ان قيمة I_c لا تعتمد على V_{CB} وانما تعتمد على I_E ، الا ان الزيادة الكبيرة في V_{CB} سوف تؤدي الى زيادة طفيفة في I_C مما يدل على ان مقاومة الخرج لربط القاعدة المشتركة تكون كبيرة جداً

غالباً ما تدعى مميزات الخواص لدائرة القاعدة - المشتركة بمميزات المجمع collecter characteristics او منحنيات عائلة المجمع وهي لا تختلف كثيراً من ترانزستور لآخر وذلك لان قيم α تكون قريبة من بعضها بعضاً لمعظم الترانزستورات عند القيمة $V_{CB} > 1$. ان هذه الخاصية مهمة ويمكن الاستفادة منها في بعض التطبيقات



الشكل (٩) منحى الخواص لدائرة القاعدة المشتركة .

3 3 7 الكسب في الجهد لدائرة الترانزستور : –

رأينا فيما مضى ان تيار المجمع (التيار الخارج) في دائرة الترانزستور يرتبط مع تيار الباعث (التيار الداخل) بالعلاقة

$$I_c = \alpha I_E$$

وان قيمة α تتراوح مابين 0·9 الى 0·99 بالنسبة للترانزستور الجيد . وبالتالي فانه يمكن اعتبار ان $I_c \simeq I_E$ او بعبارة أخرى ان التيار الداخل الى الدائرة ادخال الترانزستور يساوي التيار الخارج من دائرة الترانزستور .

كذلك ذكرنا انه يفترض عند تحيز الترانزستور ان تكون وصلة الباعث – قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع – قاعدة منحازة عكسيا وبالتالي فان مقاومة الادخال لدائرة الترانزستور (مقاومة وصلة الباعث – قاعدة المنحازة امامية) تكون صغيرة بينما تكون مقاومة دائرة الاخراج للترانزستور (مقاومة وصلة المجمع – القاعدة المنحازة عكسيا) كبيرة جداً .

الان في الدائرة المبينة في الشكل (١٠) لو تغير فرق الجهد بين الباعث والقاعدة بمقدار ΔV_i فانه سيؤدي الى تغير كبير (نسبيا) في تيار الباعث قدرة ΔI_E وهذا

الاخير يؤدي بدوره الى تغير في تيار المجمع قدرة ΔI_c بحيث أن

$$\Delta I_c = \alpha' \Delta I_E \qquad \dots (10)$$

حيث ان α تدعى بعامل كسب التيار للاشارة الصغيرة وهي تساوي α اذا لم تتغير هذه الاخيرة مع I_E .
ان التغير في تيار المجمع (ΔI_c) سوف يؤدي الى تغير في فرق جهد الاخراج (ΔV_o) بحيث أن

$$\Delta V_o = \Delta I_c r_c = \alpha \Delta I_E r_c \qquad \dots (11)$$

حيث تمثل r_c مقاومة المجمع .

كذلك يمكن التعبير عن ΔV_i بدلالة ΔI_E ومقاومةالاذخال لدائـــرة الترانزستور r_e بحيث

$$\Delta V_i = \Delta I_E r_e \qquad \dots (12)$$

حيث تمثل r_e المقاومة الحركية التي مرذكرها في الفصل السابق $r_e = \frac{26}{I_E (mA)}$.
وبهذا فان النسبة بين فولتية الاخراج الى فولتية الادخال التي تمثل الكسب في الفولتية (A_v) تكون مساوية لـ

$$A_v = \frac{\alpha \Delta I_E r_c}{\Delta I_E r_e} = \alpha \frac{r_c}{r_e} \qquad \dots (13)$$

معلوم ان قيمة r_e تكون صغيرة عادة بينما تكون قيمة r_c كبيرة جدا وبالتالي فان كسبا في الفولتية سوف يظهر وان قيمة هذا الكسب (A_v) ستكون كبيرة ومن هنا فان الترانزستور يقوم بعملية التكبير من خلال نقله تيارا يمر في مقاومة صغيرة وجعله يمر في مقاومة اكبر .

لابد لنا ان نذكر أنه عادة ما تربط في دائرة الاخراج للترانزستور مقاومة حمل R_L – انظر الشكل (١٠) – وتكون هذه المقاومة من حيث التأثير مربوطة على التوازي مع r_c

(سنرى ذلك لاحقا عند رسم الدائرة المكافئة المتناوبة لدائرة الترانزستور) بحيث تصبح المقاومة الفعلية المربوطة في دائرة الترانزستور مساوية لـ

$$R_{eq} = R_L \parallel r_c \simeq R_L$$

وذلك لكبر r_c مقارنة مع R_L . وبهذا فان الكسب في الفولتية يصبح مساويا لـ

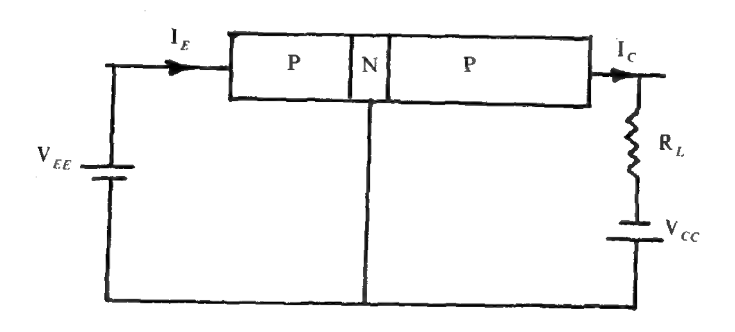
$$A_v = \alpha \frac{R_L}{r_e} \qquad \ldots (14)$$

بدلا من $\alpha \frac{r_c}{r_e}$

على الرغم من ان ربط المقاومة R_L في دائرة الاخراج سيؤدي الى خفض الكسب في الفولتية الا ان ربطها يكون للاسباب الآتية :

1- التحكم بمقدار الكسب في الفولتية من خلال اختيار قيمة R_L المناسبة .

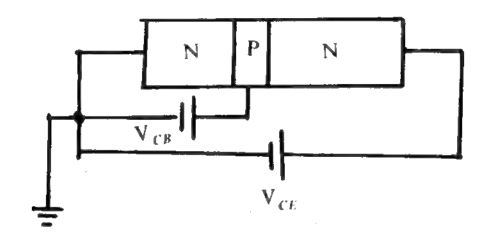
2- لايمكن زيادة الكسب الى مالانهاية عن طريق زيادة R_L . ذلك لأن الكسب في الفولتية سوف يثبت عند قيمة معينة مهما زيدت قيمة R_L وعليه فانه يفترض ان تكون R_L ذات قيمة محددة وبالتالي فان المعادلة (13) لاتعبر فعلا عن الكسب في دائرة الترانزستور .



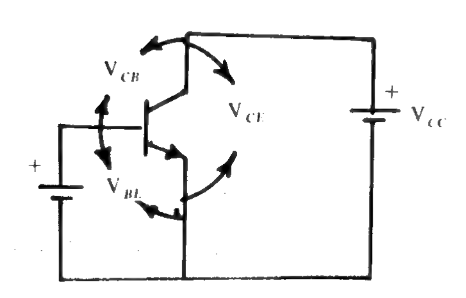
الشكل (١٠) دائرة مكبر القاعدة المشتركة

7 - 3 - 4 ربط الباعث المشترك :- يشير الشكل (١١) الى ترانزستور من نوع NPN تم ربطه بهيئة الباعث المشترك common emitter configuration .
يلاحظ في هذه الدائرة ان طرفي الادخال هما القاعدة والباعث بينما يمثل المجمع والباعث طرفي الاخراج . عليه فان ربط الترانزستور على هذه الصورة يسمى بربط الباعث - المشترك common emitter (CE) وذلك لكون الباعث - تم ربطه الى الارض - بين دائرتي الادخال والاخراج .

يلاحظ في هذا النوع من الربط أنه تم تسليط جهد انحياز امامي على وصلة القاعدة - الباعث V_{BE} بينما تم تحيز وصلة المجمع - باعث عكسيا بوساطة الجهد V_{CE} - انظر الشكل (١١) .



الشكل (١١) دائرة انحياز الباعث المشترك .



الشكل (١٢) دائرة الباعث المشترك .

لتحقيق مثل هذا التحييز يفترض ان يكون V_{CE} اكبر من V_{BE} وحيث - انظر الشكل (١٢) أن

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

لذا فان V_{CE} يجب ان يكون موجبا . ان وضع V_{BE} اكبر من V_{CE} سوف يجعل من V_{CB} سالبا وبذلك فان وصلة الـ CB سوف تنحاز اماميا .

يعد هذا النوع من ربط الترانزستور اكثر انواع الربط استعمالا لذا فانه يصبح من الضروري التعرف على الكثير من خصائصه ومنها :

أ– عامل التكبير في التيار β :– في ربط الباعث المشترك يمثل تيار القاعدة I_B تيار الادخال بينما يمثل I_c تيار الاخراج . وتعرف النسبة بين تيار المجمع I_c الى تيار القاعدة I_B بعامل التكبير في تيار القاعدة (β) .

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} \qquad \ldots (15)$$

في معظم الترانزستورات– ماعدا ترانزستورات القدرة – يكون تيار القاعدة 5 % من تيار الباعث وعليه فان قيمة β تكون اكبر من 20 وتتراوح عادة مابين 20 الى 500 وبهذا فان ربط الباعث – المشترك يستخدم حيثما اقتضت الحاجة الى تكبير التيار .
من معرفة أن

$$\alpha = \frac{I_c}{I_E}$$

وكذلك

او ان

$$I_E + I_C + I_B$$

$$I_B = I_E - I_C \qquad \ldots (16)$$

وعليه فان المعادلة (15) تصبح عند التعويض عن قيمة I_B في المعادلة (16) :

$$\beta = \frac{I_c}{I_E - I_c} \qquad \ldots (17)$$

أو ان – بعد قسمة كل من البسط والمقام على I_E

$$\beta = \frac{I_c/I_E}{I_E/I_E - \frac{I_c}{I_E}} \qquad \ldots (18)$$

أي ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \qquad \ldots (19)$$

واضح ان اقتراب α من الواحد يعني ان β تصل الى مالانهاية بمعنى ان التكبير في التيار بصيغة ربط الباعث – المشترك يكون كبيراً جداً .

ب – تيار التسرب في ربط الباعث – المشترك (I_{CEO}) :– في دائرة الباعث – المشترك تعمل فولتية الانحياز العكسية عند تسليطها بين الباعث والمجمع على احداث تيار تسرب صغير ، حتى في حالة كون دائرة القاعدة مفتوحة : أي في حالة كون تيار القاعدة يساوي صفراً $(I_B = 0)$ ، يدعى بتيار تسرب المجمع – باعث ويرمزله بـ I_{CBO} اشارة الى كون دائرة القاعدة مفتوحة وعليه فان تيار المجمع I_c في ربط الباعث المشترك يتكون من مركبتين أي أن

لدينا أن
$$I_c = \beta I_B + I_{CEO}$$

وكذلك
$$I_E = I_c + I_B$$
$$I_c = \alpha I_E + I_{CBO}$$

لذا فان
$$I_c = \alpha (I_c + I_B) + I_{CBO} \qquad \ldots (21)$$

او أن

$$I_c (1 - \alpha) = \alpha I_B + I_{CBO}$$

وعند القسمة على $(\alpha - 1)$ نحصل على

$$I_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \qquad \ldots (22)$$

وعند التعويض عن $\frac{\alpha}{1 - \alpha}$ بـ β تصبح المعادلة اعلاه

$$I_c = \beta I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \qquad \ldots (23)$$

وعند المقارنة بين المعادلتين (18) و (21) نستطيع القول ان

$$I_{CEO} = \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} \qquad \ldots (24)$$

مثـال :-

جد قيمة β في حالة كون (1) $\alpha = 0{\cdot}9$ و (2) $\alpha = 0{\cdot}98$ و $\alpha = 0{\cdot}99$

الحـل :-

(1) لدينا ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

وعند التعويض عن قيمة α نحصل على

$$\beta = \frac{0{\cdot}9}{1-0{\cdot}9} = 9$$

(2

$$\beta = \frac{0{\cdot}98}{1-0{\cdot}98} = 49$$

(3

$$\beta = \frac{0{\cdot}99}{1-0{\cdot}99} = 99$$

مثـال :-

احسب I_E في دائرة الترانزستور حيث $\beta = 50$ و $I_B = 20\ \mu A$

$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B$$

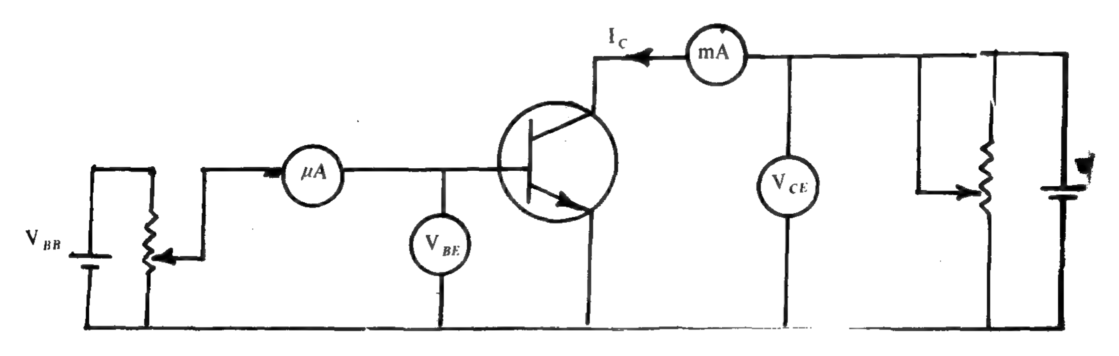
$$I_E = (1+\beta) I_B$$

آي ان

$$I_E = (1 + 50) \times 10 \times 10^{-6}$$
$$= 510 \times 10^{-6} = 0{\cdot}51 \text{ mA}$$

على فرض ان I_{CEO} = صفراً .

7 – 3 – 5 منحنيات الخواص لربط الباعث المشترك :– يبين الشكل (١٣) دائرة نموذجية لتحديد منحنيات الخواص لدائرة ترانزستور نوع NPN تم ربطه بهيئة الباعث المشترك common emitter configuration



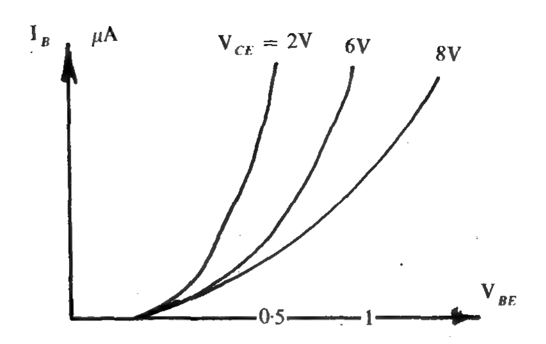
الشكل (١٣) الدائرة العملية لدراسة خواص الباعث المشترك .

كما هو الحال بالنسبة لربط القاعدة المشتركة تكون هذه المميزات على نوعين .

أ– مميزات الادخال :– وتمثل مجموعة المنحنيات او المنحنى الذي يربط بين تيار الادخال I_B وفولتية القاعدة – باعث V_{BE} عند قيمة معينة وثابتة لفولتية المجمع – باعث V_{CE} ويبين الشكل (١٤) منحنى نموذجيا لمميزات الادخال للباعث – المشترك .

عند النظر الى منحنى الادخال هذا والتدقيق فيه يمكن ملاحظة النقاط الآتية :

1– يشابه هذا المنحنى منحنى الخواص (I – V) لثنائي بلوري منحاز اماميا . ان هذا مايجب ان نتوقعه تماما ذلك لأن جزء القاعدة – الباعث عبارة عن ثنائي بلوري منحاز اماميا .



الشكل (١٤) تأثير زيادة V_{CE} على منحى الخواص (I – V) للباعث المشترك .

2 - بالمقارنة مع ربط القاعدة المشتركة نلاحظ ان ازدياد I_B مع زيادة V_{BE} يكون اقل من ازدياد I_E مع V_{EB} وبهذا فان مقاومة الادخال لدائرة CE اكبر مما هي عليه في دائرة CB وتساوي

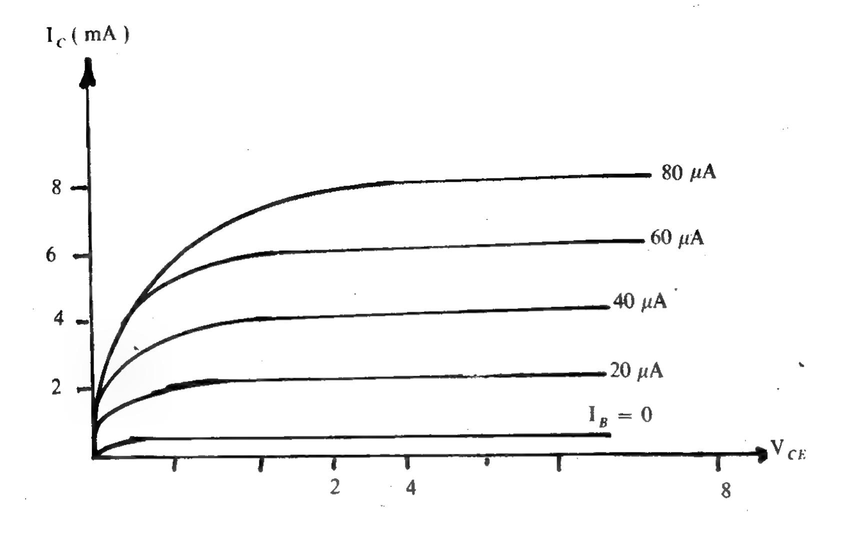
$$r_i = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \quad V_{cE} = \text{ثابت} \qquad \ldots (25)$$

هذا وتبلغ قيمة مقاومة الادخال لدائرة الباعث المشترك حوالي عدد من مئات الاومات .

3 - ان زيادة V_{CE} يقلل من تيار القاعدة لنفس القيمة من V_{BE} بسبب من ازدياد طبقة استنزاف المجمع وبذلك يصبح عدد الالكترونات الساقطة في الفجوات أقل ونتيجة لذلك فان تيار اعادة الالتحام (تيار القاعدة) يقل

4 تكون قيمة I_B صغيرة جداً اوتقترب من الصفر عند القيم الصغيرة لـ V_{BE} ($V_{BE} < 0·5$) اوالسالبة منها وهذا هوشرط القطع (cut off) .

ب – مميزات الاخراج : – لنفس الترانزستور NPN بهيئة الباعث المشترك وباستخدام الدائرة في الشكل (١٣) نستطيع رسم منحنيات الاخراج وذلك باعطاء I_B قيمة معينة وابقاؤها ثابتة اثناء قياس I_c لكل تغير في V_{cE} وهكذا يتم رسم جميع المنحنيات بنفس الطريقة أعلاه ولكن مع قيم أخرى لـ I_B – انظر الشكل (١٥) .



الشكل (١٥) منحنيات الخواص للباعث المشترك .

عند دراسة منحنيات الخواص هذه يمكن ملاحظة مايأتي :-

3 - يتغير تيار المجمع I_c عند تغير V_{CE} بين الصفر وحدود الواحد فولت فقط ثم يصبح ثابتا تقريبا وهذا مرتبط بفكرة الانحياز العكسي لثنائي المجمع حيث يلزم حوالي (0.7) فولت لجعل ثنائي المجمع منحازاً عكسيا وحال الوصول الى هذا المستوى يقوم المجمع بجمع كل الالكترونات التي تصل الى طبقته الاستنزافية .

2 - كما ذكرنا أنفا . يصبح I_c ثابتا تقريبا بعد الوصول الى فولتية الركبة (knee voltage) . على أية حال فان زيادة V_{CE} يؤدي الى زيادة تيار المجمع بسبب من زيادة عرض طبقة استنزاف المجمع واعتقال اعداد قليلة أخرى من الكترونات القاعدة قبل سقوطها . وعليه فان مقاومة الاخراج لدائرة الباعث المشترك تكون كبيرة نوعا ما . تعرف مقاومة الاخراج (r_o) بأنها النسبة بين التغير في فولتية ΔV_{CE} الى التغير الحادث في تيار المجمع ΔI_c عند قيمة معينة لـ I_B . أي ان

$$r_o = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_c} \qquad I_B = \text{ثابت} \qquad \ldots (26)$$

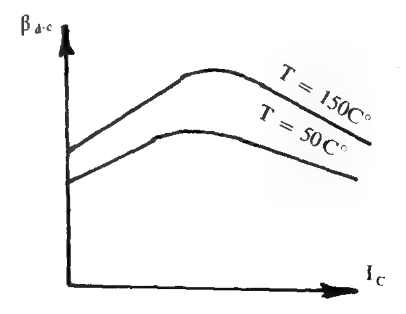
تصل قيمة r_o الى حوالي 50 كيلو اوم وبهذا تكون اقل مما هي عليه في دائرة القاعدة المشتركة .

3- تكون وحدات I_c بالملي أمبير بينما تكون وحدات I_B بالمايكروأمبير وبهذا فان I_c يكون اكبر بكثير من I_B وتكون قيمته ، بعد فولتية الركبة ، مساوية تقريبا لـ βI_B

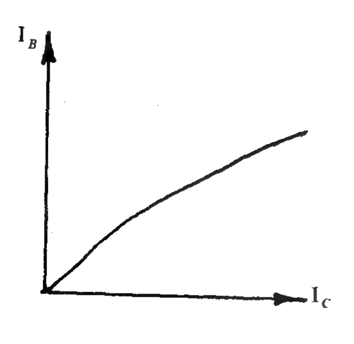
4- عندما تكون I_B = صفراً لايكون I_C مساويا للصفر وانما يساوي تيار التسرب لدائرة المجمع – الباعث ويرمز له بـ I_{CBO} . حيث يشير الحرف O الى، كون دائرة القاعدة مفتوحة .

5- عند رفع V_{CE} عن حد معين $V_{CE(sat)} < V_{CE} < BV_{CEO}$
فان التيار I_{CBO} ينمو نموا شديداً بسبب من بدء الانهيار الكهربائي electric breakdown ، وفي حالة فتح دائرة القاعدة يمكن أن يحدث في الترانزستور أحياناً انهيار تضاعفي avalanch breakdowm سريع للتيار يؤدي الى تسخين زائد للترانزستور وبالتالي الى عطبه (ذلك اذا لم يكن في دائرة المجمع مقاومة تحد من نمو التيار) .

6- تكون المسافة بين المنحنيات عند مختلف القيم لـ I_B ، غير متساوية ويلاحظ أنها متقاربة عند القيم الصغيرة لـ I_B ومتباعدة عند القيم الكبيرة لـ I_B مما يشير الى عدم خطية العلاقة بين I_B و I_C – انظر الشكل (16) والذي يكافىء تغير β مع I_C – الشكل (17) .

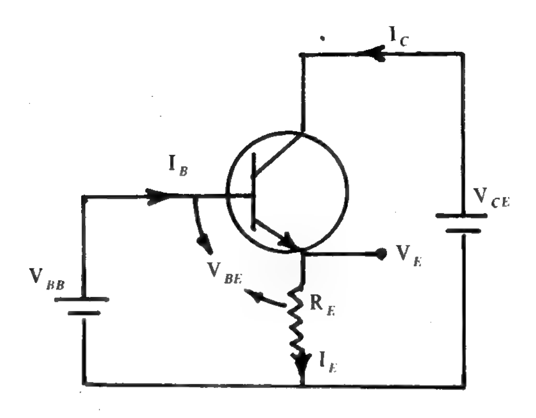


الشكل (١٧) تأثير درجة الحرارة على قيمة β .



الشكل (١٦) تغير I_C مع I_B .

6 - 3 - 7 ربط المجمع المشترك :-لايختلف ربط الترانزستور بهيئة المجمع - المشترك common collecter configuration عما هو عليه في هيئة الباعث- المشترك ويبين الشكل (18) دائرة نموذجية لترانزستور من نوع NPN تم ربطه بهيئة المجمع - المشترك .



الشكل (١٨) دائرة المجمع - المشترك .

يلاحظ من هذه الدائرة ان جهد الادخال تم تسليطه بين القاعدة والباعث كما هو الحال في ربط الباعث - المشترك الا أن جهد الاخراج يؤخذ عادة من طرف الباعث (بعد ادخال المقاومة R_E بين الباعث والارضية) بدلا من المجمع . وعليه فان الدائرتين متشابهتان ويمكن استعمال منحنيات خواص الباعث المشترك في دراسة دوائر المجمع - المشترك .

نلاحظ من الشكل (18) وكذلك من استخدام قانون كيرشوف للفولتية . بان الجهد الداخل V_{BB} يساوي مجموع جهد القاعدة - باعث V_{BE} زائدا جهد الاخراج V_E . وحيث ان الفولتية اللازمة لتحيز وصلة القاعدة - باعث اماميا تكون صغيرة (في حدود 0.7V للسيليكون و 0.3V للجرمانيوم) لذا فان جهد الاخراج يكون اقل بقليل من جهد الادخال وهذا يعني انه لايوجد كسب في الفولتية او ان دائرة المجمع - المشترك لاتستخدم في تكبير اشارات الجهد .

من جهة اخرى نلاحظ وجود كسب في التيار . حيث ان عامل الكسب في تكبير

التيار لدائرة المجمع – المشترك (γ) الذي يعرف بانه النسبة بين التيار الخارج I_E والتيار الداخل I_B ويكون اكبر من واحد بكثير . اي ان

$$\gamma = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_C + I_B}{I_B} \qquad \dots (27)$$

لدينا ان

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

لـذا فان

$$\gamma = \beta + 1 \qquad \dots (28)$$

لدينا كذلك ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

وعند التعويض عن قيمة β هذه في المعادلة (28) نحصل على

$$\gamma = \frac{1}{1 - \alpha} \qquad \dots (29)$$

رأينا ان تيار الاخراج هو I_E وحيث أن

$$I_E = I_B + I_C$$

او (بعد التعويض عن قيمة I_C من المعادلة (21) نحصل على

$$I_E = I_B + (\alpha I_E + I_{CBO}) \qquad \dots (30)$$

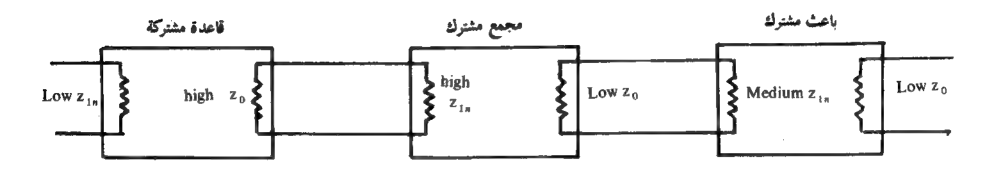
أو ان

$$(1 - \alpha) I_E = I_B + I_{CBO} \qquad \dots (31)$$

وبهذا فان I_E يصبح مساويا لـ

$$I_E = \gamma (I_B + I_{CBO}) \qquad \ldots (32)$$

بقي ان نذكر أخيرا انه على الرغم من عدم وجود كسب في الجهد في دائرة المجمع – المشترك الا أن هذه الدائرة تمتاز بامتلاكها ممانعة ادخال عالية جدا وممانعة اخراج واطئة جدا (كما سنرى لاحقا) وبهذا فانها تستخدم في الحالات التي يلزم فيها توافق الممانعات Impedance maching حيث تقوم بسوق دائرة ذات ممانعة ادخال واطئة من دائرة ذات ممانعة اخراج عالية – الشكل (١٩).



الشكل (١٩) استخدام دائرة المجمع – المشترك في الدوائر العملية .

7 – 3 – 7 مقارنة بين الانواع الثلاثة لربط الترانزستور :– بقصد التوضيح ولغرض الاختصار تمت مقارنة الخصائص المميزة للانواع الثلاثة لربط الترانزستور من خلال الجدول المبين أدناه .

التسلسل	المميـــزات	القاعـدة المشتركـة	الباعــث المشتـرك	المجمـع المشتــرك
1–	ممانعة الادخال	واطئة (100 أوم)	واطئة (1 كيلو اوم)	عالية جداً (750 كيلو اوم)
2–	ممانعة الاخراج	عالية جداً (450 K Ω)	عالية (50 كيلو اوم)	واطئة (50 اوم)
3–	الكسب في الجهد	حـوالي 150	حـوالي 300	اقل من 1
4–	الكسب في التيار	اقل من 1	حـوالي 100	حـوالي 100
5–	الاستعمال	للترددات العالية	للترددات المسموعة	لموائمة الممانعات

هذا وتعد دائرة الترانزستور ذو الباعث – المشترك اكثر الانواع الثلاثة استخداما حيث انها تشكل اكثر من 90٪ من كل استخدامات الترانزستور في المجالات التطبيقية . ان الاسباب الرئيسية وراء هذا الاستخدام الكبير لهذا النوع من الربط يكمن في مايأتي :–

1 - كسب عال في التيار :- في دائرة الباعث المشترك يكون I_C هو تيار الاخراج بينما يمثل I_B تيار الادخال وحيث ان $(I_C = \beta I_B + I_{CEO})$ لذا فان تيار الاخراج يكون اكبر بكثير من تيار الادخال اذ تتراوح قيمة β مابين 20 الى 500 .

2 - كسب عال في الجهد والقدرة :- بسبب من الكسب العالي في التيار فان دائرة الباعث المشترك تمتلك كسباً في الجهد وكذلك في القدرة ويكون الكسب في القدرة في هذا النوع اكبر من الانواع الاخرى . لذا - وكما سنرى لاحقا - تكون مكبرات القدرة هي دائما مكبرات من نوع الباعث المشترك .

3 تناسب جيد بين ممانعة الاخراج والادخال :- في دائرة الباعث المشترك تكون النسبة بين ممانعة الاخراج الى ممانعة الادخال صغيرة حوالي (50) - انظر الجدول اعلاه - مما يجعلها دائرة مثالية للاستخدام في ربط او اقران coupling مراحل الترانزستور المتشابهة مع بعضها الاخر . على اية حال تكون النسبة في الانواع الاخرى كبيرة بحيث يصبح استخدام هذه الدوائر في المكبرات ذات المراحل المتعددة . غير عملي نظرا لحصول انخفاض كبير في كفاءة مراحل هذه المكبرات بسبب من الفرق الكبير بين ممانعة الاخراج للمرحلة السابقة وممانعة الادخال للمرحلة اللاحقة .

4 7 مناطق عمل الترانزستور : -

بالاشارة الى الشكلين (٩ و١٥) - المعاد رسمها هنا - يمكن ملاحظة وجود ثلاث مناطق عمل للترانزستور هي :

أ - المنطقة الفعالة active region (I) :- في هذه المنطقة تكون وصلة الباعث - قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع - قاعدة منحازة عكسيا وتقع هذه المنطقة الى يمين محور الصادات اي بعد $V_{CB} \geq 0V$ او $V_{CE} > 1V$ وفوق $I_E =$ صفرا او $I_B =$ صفرا اي في المنطقة التي يكون فيها I_C ثابتا على الرغم من تغير جهد الخرج (V_{CB} او V_{CE}) - أنظر الشكلين (٩ و١٥) المعاد رسمها ادناه .

يلاحظ في هذه المنطقة ان المسافات بين منحنيات I_C تكون متساوية الى حد

خاصة عند القيم الكبيرة لـ I_B في منحنيات الاخراج لربط الباعث المشترك

كبير وخطية بشكل كاف اوبعبارة أخرى ان حساسية الاستجابة لتيار الاخراج لأي تغير في تيار الادخال . تكون كبيرة وبالتالي فأن هذه المنطقة تستعمل في التكبير واذا ماتسببت اشارة الدخل في اجتياز هذه المنطقة الى منطقة القطع II اومنطقة الاشباع III أوكليهما فان تشويها سوف يظهر في اشارة الاخراج .

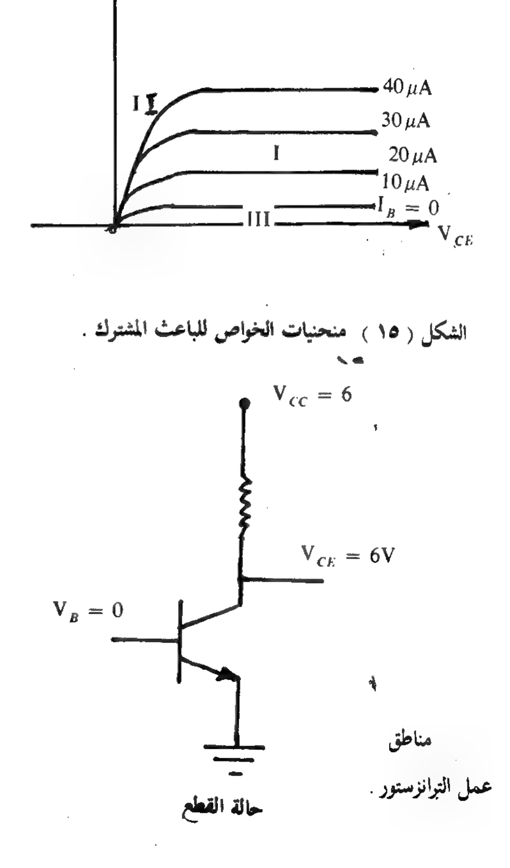
ب- منطقة الاشباع Saturation region (II) :- تقع هذه المنطقة على يسار المحور الصادي في مميزات الاخراج لربط القاعدة المشتركة . اي عند $0.25 < V_{CB} < 0$ - اوعلى يمين هذا المحورمباشرة في مميزات الاخراج لربط الباعث المشترك $0 < V_{CE} < 1$. كذلك تقع هذه المنطقة فوق I_E = صفرا او I_B = صفرا وتكون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين اماميا مع القاعدة . في هذه المنطقة . كذلك نجد في هذه المنطقة . ان $V_{CE} \approx$ صفرا وان تيار المجمع لايعتمد على تيار القاعدة ذلك لان الاول يكون قد وصل الى حده الاقصى (قيمة الاشباع) اوبصيغة رياضية يكون

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R} \qquad \dots (33)$$

حيث تمثل R مجموع مقاومتي الحمل R_L ومقاومة الباعث R_E - كما سنرى لاحقا . كذلك نجد أن I_C تصبح اصغر من βI_B وذلك لان I_B تكون كبيرة بسبب من كون V_{BE} - في دائرة الباعث المشترك - كبيرة هي الاخرى .

وعند التشبع تقل مقاومة الخرج التي يبديها الترانزستور بين المجمع والباعث وتسمى هذه المقاومة بمقاومة التشبع في حالة الباعث المشترك ويرمزلها بـ R_{CES} وتصل قيمتها الى 5 اوم وتعد مثل هذه القيمة عالية في بعض التطبقات (وخاصة عند استعمال الترانزستوركمفتاح Switch في الدوائر الرقمية) .

جـ- منطقة القطع Cut-off region III :- تقع هذه المنطقة تحت المنحى I_E = صفرا او I_B = صفرا ويكون كلا الثنائيين (ثنائي الباعث - قاعدة والمجمع - قاعدة) منحازين عكسيا ويكون تيار المجمع مساويا لتيار التسرب I_{CEO} . يتصرف الترانزستور في حالة القطع . كدائرة مفتوحة . وتكون V_{CE} في دائرة الباعث - المشترك - مساوية لـ V_{CC} .



الشكل (١٥) منحنيات الخواص للباعث المشترك .

مناطق

عمل الترانزستور .

I_E

1 mA

I

0·75

0·5

II

0·25 mA

III

$I_E = 0$

V_{CB}

الشكل (٩) منحنيات الخواص للقاعدة المشتركة .

$V_{CC} = 6V$

$V_{CE} = 3V$

$V_B = 0·1V$

حالة القطع

$V_{CC} = 6$

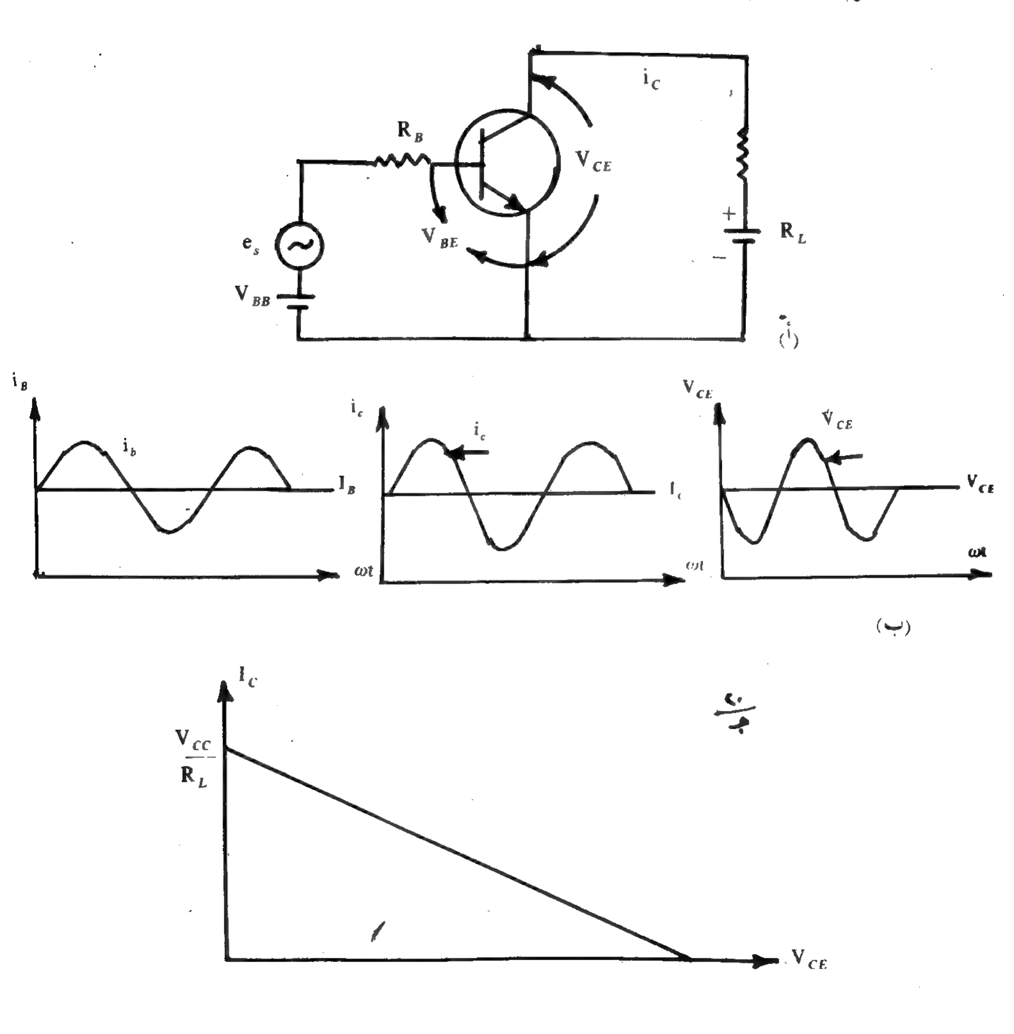
$V_{CE} = 0$

$V_B = 1V$

حالة الاشباع

5 – 7 دائرة ترانزستور بسيطة

7 – 5 – 1 خط الحمل المستمر d.c load line – سنقوم هنا وبوساطة الاستعانة بالدائرة البسيطة المبينة في الشكل (٢٠ أ) ، بدرسه سلوك الترانزستور مع وجود التيارات والجهود المستمرة والمتناوبة . في هذه الدائرة تعمل المقاومة R_B على تحديد التيار i_B أ – انظر الشكل (٢٠ ب) – المارفي دائرة ثنائي القاعدة – الباعث والناتج من تسليط الجهد المستمر V_{BB} والاشارة المتناوبة e_S



(جـ) الشكل (21) : – دائرة لمكبر ترانزستور

يلاحظ في الشكل (٢٠ ب) ان تيار القاعدة يتكون من مركبتين الاول المستمر (I_B) الناتج عن تسليط V_{BB} والثاني المتناوب i_b الناتج عن تسليط e_s وعليه فان التيار الناتج i وكذلك الجهد الخارج V_{CE} سوف يتكون كل منهما من مركبتين ايضا – انظر الشكل (٢١ ب) .

كذلك يلاحظ في الشكل (٢١ ب) ان المجموع الجبري للقيمة المستمرة لـ I_B مع أقل قيمة لـ i_b او $-I_m$ ، هو اكبر من صفر او بكلمة أخرى يكون المجموع الجبري للقيمة المستمرة لـ V_{BB} مع اقل قيمة لـ e_S – أي V_m – ، هو اكبر من صفر وبهذا فان ثنائي القاعدة – باعث يبقى في حالة انحياز امامي خلال الـ $360°$ – أي خلال مدة الذبذبة الكاملة – ويعمل الترانزستور في المنطقة الفعالة .

ان التغير في التيار والجهد الخارجين في دائرة الباعث المشترك يمكن ان يعزى الى الطبيعة وشكل خواص الاخراج للترانزستور عند ربطه بهيئة الباعث المشترك . ذلك لأن فحص هذه المنحنيات ($I_c - V_{cE}$) يشير الى أن أي تغير في تيار القاعدة سوف يؤدي الى احداث تغير آني في تيار المجمع . وحيث أن هذا الأخير يمر في مقاومة الحمل R_L لذا فانه سوف يحدث تغيراً في جهد المجمع مقداره $i_c R_L$.

على أية حال . عندما يكون تيار المجمع مساويا للصفر (اي عندما يكون الترانزستور في حالة قطع تام) فان الهبوط على R_L سوف يكون مساويا لـ V_{cc} . أما في حالة سريان التيار في دائرة المجمع فان تطبيق قانون الجهد لـكيرشوف في هذه الدائرة سوف يؤدي الى المعادلة الآتية :

$$V_{cc} - V_{CE} - I_c R_L = 0 \qquad \ldots (34)$$

وعند ترتيب هذه المعادلة بالصورة

$$I_c = - \left(\frac{1}{R_L} \right) V_{CE} + \frac{V_{cc}}{R_L} \qquad \ldots (35)$$

فأنها تستبدو مشابهة الى معادلة الخط المستقيم . على فرض ان V_{cc} و R_L كميتان ثابتتان . :

$$y = mx + b \qquad \ldots (36)$$

وعليه فان المعادلة (35) تدعى بمعادلة خط الحمل الـ D.c لدائرة المجمع وعند رسم هذه المعادلة على منحنيات الخواص – كما في الشكل (٢١ ج) – فان الخط المستقيم الناتج يدعى بخط الحمل المستمر لهذه الدائرة .dc load line . يلاحظ ان هذا الخط قد تم رسمه بين النقطتين $(I_c = 0, V_{CE} = V_{CC})$ و $\left(V_{CE} = 0, I_c \frac{V_{CC}}{R_L}\right)$، وهو بهذا يمثل كل التغيرات المحتملة التي يمكن ان تحدث لكل من تيار وجهد المجمع . هذا ويتم عادة تحديد موقع خط الحمل عن طريق مقاومة الحمل R_L ومجهز القدرة V_{CC} حيث أن انحداره يكون مساويا لـ $\left(-\frac{1}{R_L}\right)$. ومما يجب ذكره هنا ان لكل دائرة خط الحمل الخاص بها .

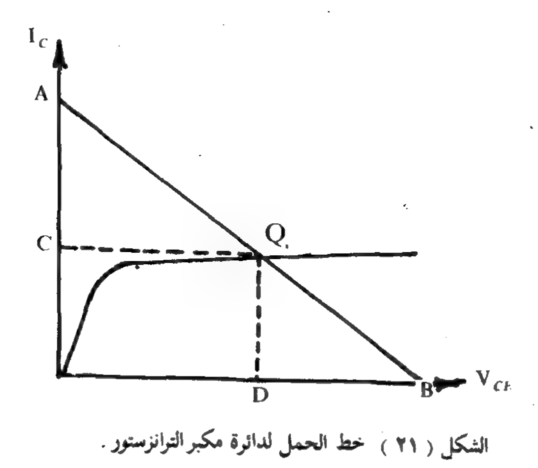
مما جاء اعلاه يمكن تلخيص الطريقة المتبعة في تعين خط الحمل بالخطوتين الاتيتين :

أ– في منطقة القطع يكون I_C أقل مايمكن – أيَ مساويا للصفر و V_{CE} أعلى مايمكن – أي مساويا لـ V_{CC} وبهذا تتحدد النقطة الاولى بـ $(V_{CC}, 0)$.

ب– في منطقة الاشباع يكون I_C أعلى مايمكن – أي مساويا لـ $\frac{V_{CC}}{R_L}$ ويكون V_{CE} أقل مايمكن – اي مساويا للصفر– وبهذا تتحدد النقطة الثانية لـ $\left(0, \frac{V_{CC}}{R_L}\right)$.

هذا وتكمن أهمية خط الحمل من خلال كونه طريقة مناسبة – اكثر من استخدام منحنيات الاخراج نفسها – لتحديد قيمة تيار المجمع عند القيم المختلفة لفولتية المجمع وكذلك تيار القاعدة .

2 – 5 – 7 نقطة التشغيل operating point :– وتدعى ايضا بنقطة الهمود point quiscent او باختصار Q-point . وهي نقطة تقع على خط الحمل المستمر وتنتج من تقاطع منحى الخواص عند قيمة معينة لتيار القاعدة المستمر مع خط الحمل – انظر الشكل (٢١) .



الشكل (٢١) خط الحمل لدائرة مكبر الترانزستور .

وعليه فانه يمكن القول بأن لكل دائرة نقطة التشغيل الخاص بها ويتم تحديدها اما عن طريق :

أ- حساب قيمة I_B المستمرة - أي في حالة تسليط الفولتية V_{BB} فقط وغياب فولتية الادخال المتناوبة ثم ايجاد نقطة التشغيل - Q من تقاطع هذه القيمة لـ I_B مع خط الحمل المستمرة أوعن طريق .

ب- نظرا لأن I_C ترتبط مع I_B بالعلاقة βI_B وكذلك ترتبط I_C مع V_{CE} لذا فانه يصبح بالامكان تعين نقطة التشغيل Q على خط الحمل مباشرة من حساب قيمة كل من I_C و V_{CE} المستمرتين . حيث تمثل هاتان القيمتان احداثي النقطة (I_C و V_{CE}) Q . ففي الشكل (٢١) لدينا أن $V_{CE} = QC$ و $I_C = QD$.

ان أهمية نقطة التشغيل Q تكمن في أنها تقابل تياروجهد المجمع المستمرين اوالقيمة الصفر لجهد القاعدة المتناوب ومن هذين المقدارين يمكن تعيين القدرة P المبددة في الترانزستورالتي يجب ألا تزيد عن أقصى كمية مسموح بها لهذه القدرة P_{max} . من جهة أخرى تحدد نقطة التشغيل - Q مقدار الجهد المستمر للقاعدة V_{BE} باعتبار أن المركبة المستمرة لتيار القاعدة هو I_B لذا فانه يصبح من السهولة حساب الجهد V_{BB} . اما اذا كانت دائرة القاعدة تغذى من المصدر V_{CC} فيمكن عندئذ حساب R_B .

على الرغم مما جاء عن أهمية نقطة التشغيل الا ان القيمة الحقيقية لنقطة التشغيل تبقى في امكانية استخدامها في معرفة شكل الموجة الخارجة في دائرة مكبر الترانزستور عند تحليل عمل هذا الاخير بيانيا وكما سنرى لاحقا .

اسئلة ومسائل

1) ما المقصود بخاصية التكبير للتيار في انصاف الموصلات ؟
2) ما ترانزستور النقطية ؟ وما السبب في تسمية الجهاز الجديد بالترانزستور ؟
3) ماالمقصود بالدوائر المتكاملة والمعالجات الدقيقة ؟ وضح باختصار
4) ماالمميزات التي يمتاز بها الترانزستور على الصمام الثلاثي المفرغ ؟
5) عدد انواع الترانزستور الثنائي القطبية من حيث التركيب ثم بين وظيفة كل جزء فيه .
6) لماذا يجب ان تكون القاعدة بسمك أقل من الباعث والمجمع ؟ اشرح بالتفصيل
7) لماذا يكون المجمع اكبر حجما من الباعث واقل تطعيما ؟ وضح ذلك
8) ارسم الرمز الخاص بكل نوع من الترانزستور الثنائي القطبية موضحا أوجه الاختلاف بينهما .
9) وضح بالتفصيل كيف يحدث كل من أ– تيار القاعدة ب– تيار المجمع جـ– تيار الباعث ؟
10) ما المقصود بتيار الاشباع ؟
11) ماالمقصود بالانحياز امامي – عكسي ؟ ولماذا هو الأهم ؟ وضح ذلك
12) ماالمقصود أ– بتيار التسرب ب – تيار اعادة الالتحام
13) لماذا يكون I_{CEO} اكبر من I_{CBO}
14) اشرح بالتفصيل كيف يتحكم V_{EB} في عمل الترانزستور
15) اشرح بالتفصيل معنى الشكل (5)
16) ماتأثير V_{CB} على طبقة الاستنزاف وكذلك على قيمة تيار المجمع ؟ وضح ذلك .
17) لماذا يكون ثنائي الباعث – قاعدة منحازا اماميا بصورة دائمة ؟ ويكون ثنائي المجمع – قاعدة منحازا عكسيا بصورة دائمة ايضا ؟
18) اذكر مع الرسم . الطرق المتبعة في ربط الترانزستور
19) اذكر مركبات تيار المجمع ثم وضح كيفية تولد كل منهما .
20) ماالمقصود بمعامل كسب التيار للاشارات الكبيرة (α) ؟ وضح بالتفصيل .
21) اشتق المعادلة (9) ثم بين معناها
22) مامعنى الشكل (٧) ؟ وضح ذلك .
23) ما المقصود بميزات الترانزستور الساكنة ؟
24) ماتأثيرزيادة V_{CB} على مميزات الادخال للقاعدة – المشتركة ؟ اشرح بالتفصيل .
25) ماالذي تفهمه من الشكل (٩) ؟ وضح بالتفصيل .

26) اشتق المعادلة (13) ثم وضح معناها . تحت أي الشروط تؤدي هذه المعادلة الى المعادلة 14 ؟

27) ماتأثير ربط المقاومة R_L على قيمة الكسب وعمل دائرة التكبير ؟

28) يعد ربط الباعث – المشترك اكثر انواع الربط انتشاراً . ناقش ذلك بالتفصيل .

29) اشتق المعادلة (17) ثم بين معناها .

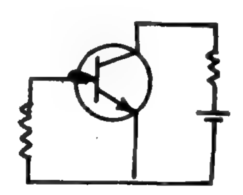
30) اشتق المعادلة (22) ثم بين معناها .

31) ارسم منحنيات الادخال لربط الباعث – المشترك ثم بين أثر زيادة V_{CE} على هذه المنحنيات .

32) ماالمقصود بحالة القطع ؟ وما شروطها

33) ماالمقصود بحالة الاشباع ؟ وما شروطها

34) في الدائرة ادناه هل الترانزستور هو في حالة قطع ام اشباع ام في الحالة الفعالة ؟



35) الترانزستور يكون في الحالة الفعالة عندما يكون أ) $I_C = I_B$ او ب) $I_C = \beta I_B$ او جـ) $I_E = I_C$ او د) $I_B = \beta I_C$

36) الترانزستور يكون في حالة اشباع عندما يكون أ) $I_C \approx I_C$ ويكون اقل مايمكن ب) صفر= V_{CC} جـ) اي زيادة في I_B تؤدي الى زيادة في I_C .

37) ارسم منحنيات الاخراج لدائرة الباعث – المشترك ثم بين اهم المميزات لهذه المنحنيات .

38) ماالمقصود بالانهيار الكهربائي ؟ ماالفرق بينه وبين الانهيار التضاعفي ؟

39) اشتق العلاقة التي تربط بين كل من γ و β و α .

40) عدد مناطق عمل الترانزستور ثم عينها على منحنيات الخواص . اكتب المعادلات الخاصة بكل حالة . ثم بين السبب الكامن وراء كل منها .

41) ماالمقصود بخط الحمل الـ D.c ؟ وما فائدته ؟ بين كيف يتم رسمه .

42) ماالمقصود بنقطة التشغيل ؟ كيف يتم تعينها ؟ وما فائدتها ؟

43) ترانزستور مع $\alpha = 0{\cdot}98$ و $I_E = 1mA$. احسب I_C و I_B اذا علمت ان تيار التسرب $1\mu A$.

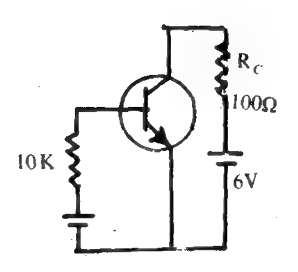
44) في الدائرة ادناه اذا كانت $\beta = 50$

أ- ارسم خط الحمل الـ D.C

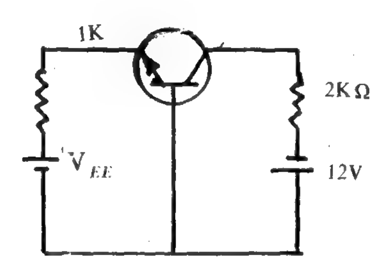
ب- عين نقطة التشغيل – Q

جـ- احسب قيمة V_{BB} التي تسبب الاشباع

د – اذا كانت $V_{BB} = 5V$ فما قيمة R_C التي تسبب الاشباع

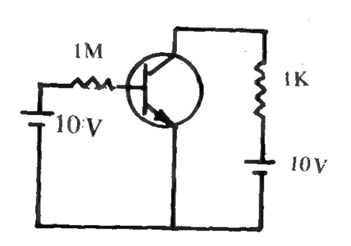


45) في الدائرة ادناه احسب قيمة V_{EE} التي تعمل على اشباع الترانزستور

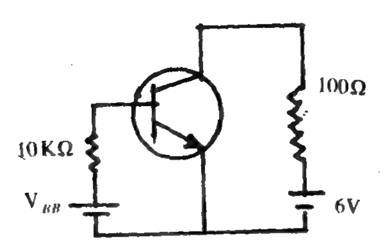


46) اذا كانت $\alpha = 0{\cdot}992$ للترانزستور فاحسب βd.c . اعد نفس الحسابات مع $\alpha = 0{\cdot}995$

47) في الدائرة ادناه اذا كان الترانزستور من السيلكون وكانت $V_{BB} = 10V$ فاحسب I_B . أعد نفس الحسابات لترانزستور من الجرمانيوم

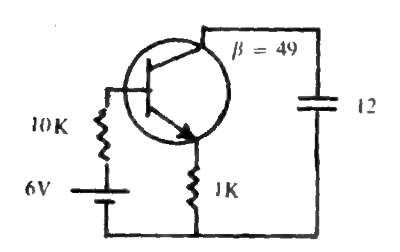


48) في الدائرة ادناه احسب V_{BB} التي تسبب الاشباع .



49) في الدائرة – السؤال (48) – اذا كانت $V_{BB} = 5V$ فما قيمة R_C التي تسبب الاشباع .

50) في الدائرة ادناه احسب I_B و V_{CE} و I_E



الفصل الثامن

دوائر انحياز الترانزستور والاستقرارية الحرارية

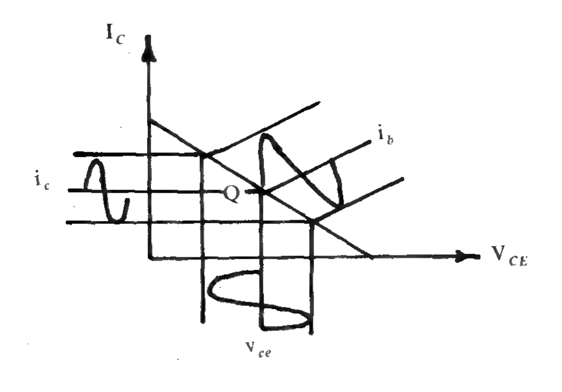
Transistor Biasing Circuits and Thermal Stabilization

1 - 8 المقدمة :-

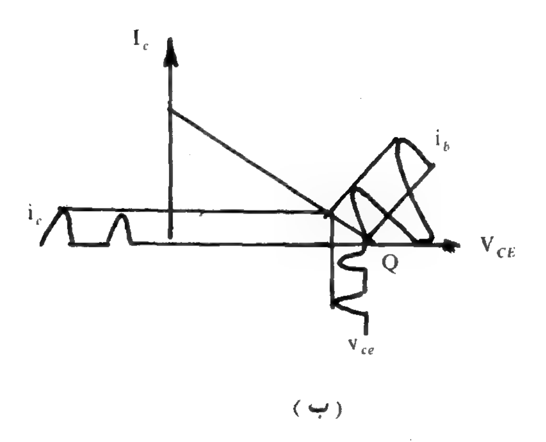
تعد عملية التكبير الوظيفة الاساس للترانزستور . حيث يتم تغذية طرف ادخال دائرة مكبر الترانزستور بالاشارة الضعيفة فيعمل الترانزستور على اخراج هذه الاشارة بعد تكبيرها . ولعل شكل الاشارة الداخلة يعد من الامور المهمة التي يفترض الحفاظ عليها في عملية التكبير – اي ان الاشارة الخارجة تكون نسخة طبق الاصل من الاشارة الداخلة ويدعى التكبير عندئذ بالتكبير الاصيل faithfull amplification

ان تحقيق مثل هذا النوع من التكبير يقتضي ان تعمل دوائر الترانزستور بانحياز امامي على ثنائي الباعث وانحياز عكسي على ثنائي المجمع ويجب ان يبقى هذا الانحياز كذلك طوال فترة تسليط اشارة الادخال . فضلاً عن ذلك فان نقطة تشغيل الترانزستور– Q يجب ان تقع في المنطقة الفعالة (الخطية) . ان وضع نقطة التشغيل – Q في المنطقة الفعالة يعني ان التغير في التيار او الفولتية عند مدخل الترانزستور سوف يؤدي الى تغيرات مماثلة في التيار والفولتية في دائرة المجمع – انظر الشكل (١ أ) .

من جهة أخرى فان دخول الترانزستور في منطقة القطع – في حالة كون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين عكسيا – سوف يحدث تشويها (قطع) في الفولتية الخارجة بالرغم من تسليط اشارة الادخال خلال الـ 360 . او بعبارة أخرى عدم حصول استجابة كاملة للتغيرات التي تحدث في المدخل – انظر الشكل (١ ب) . كذلك فان دخول الترانزستور في منطقة الاشباع – في حالة كون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين أماميا – سوف يجعل



(أ)



(ب)

الشكل (١) الطريقة البيانية لتوضيح تأثير موقع Q على شكل الموجة الخارجة .

من التيار في المجمع عند اقصى قيمة له وان اي زيادة اضافية في تيار الادخال لن تؤدي الى اي زيادة تذكر في هذا التيار الخارج . لذا فأن عمل الترانزستور في دوائر التكبير (الخطية) يقتصر على المنطقة الفعالة فقط ولايسمح للترانزستور بالعمل في منطقتي القطع او الاشباع .

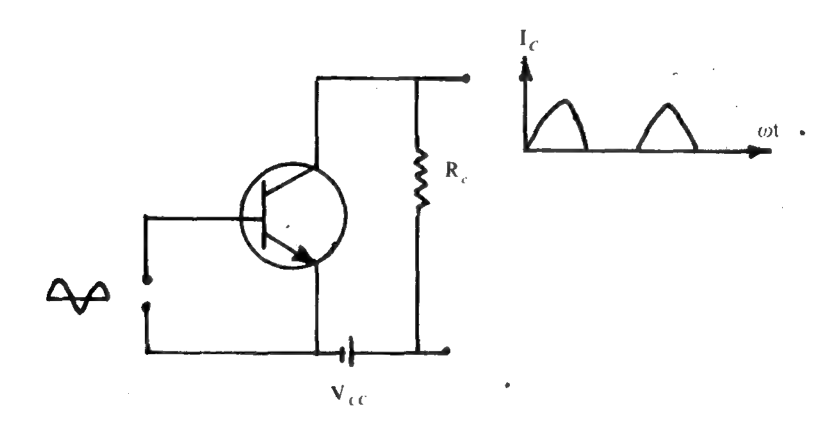
مما تقدم ، يتبين لنا كيف أن موقع نقطة التشغيل لمكبر الترانزستور يتحكم في طبيعة عمل هذا المكبر ومن ثم تحديد شكل الاشارة الخارجة . ان اختيار موقع النقطة – Q يتم عادة من خلال استخدام دوائر معينة تدعى بدوائر الانحياز biasing circuits التي

تشكل مع المكبر ما يعرف بدوائر مكبرات الترانزستور . سنقوم في هذا الفصل بالتعرف على بعض انواع دوائر الانحياز – الشائعة منها على وجه الخصوص – التي تستعمل مع مكبرات الترانزستور مبينين مساوىء ومحاسن كل دائرة منها . ضمن معايير معينة – سنأتي على ذكرها لاحقا – وصولاً الى الدائرة الاكثر صلاحية لعمل الترانزستور .

8-2 انحيـاز الترانزستور Transistor Biasing :-

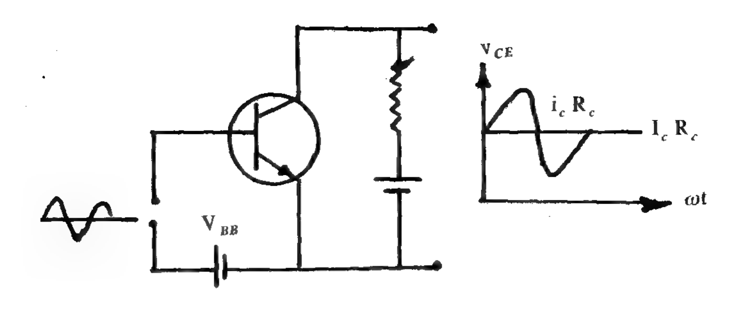
رأينا – في اعلاه – ان الحصول على تكبير اصيل (من غير حدوث قطع أو تشويه في الموجة الخارجة) يتطلب تحقيق بعض الشروط منها :-

أ – وجود تيار مجمع مستمر مناسب :– يبين الشكل (٢ أ) دائرة ترانزستور من نوع NPN وقد تم تحيز وصلة المجمع عكسيا بوساطة مصدر الفولتية المستمرة V_{CC} بينما ربطت القاعدة الى مولد الذبذبات الجيبية . خلال النصف الموجب من الموجة الداخلة تصبح وصلة القاعدة – الباعث منحازة اماميا مما يسبب سريان تيار القاعدة الذي يحدث بدوره تيار مجمع كبير وبالتالي فان النصف الموجب سوف يظهر مكبراً في دائرة المجمع – انظر الشكل (٢) .



الشكل (٢) مكبر من غير جهد انحياز .

من جهة أخرى . خلال النصف السالب من الموجة الداخلة تصبح وصلة القاعدة – باعث منحازة عكسيا مما يعمل على قطع تيار القاعدة وبالتالي عدم ظهور هذا النصف السالب في دائرة المجمع . لذا فان الموجة الخارجة على الرغم من أنها مكبرة . لاتكون نسخة طبق



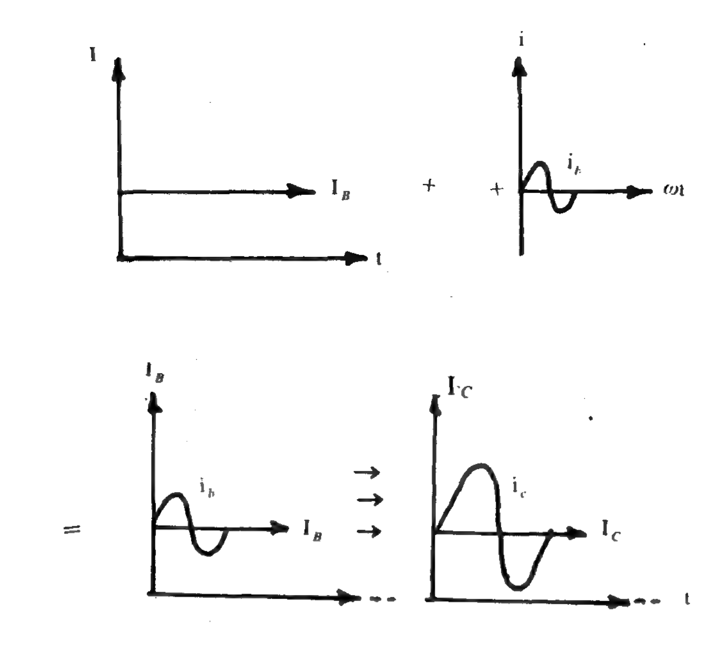
الشكل (٣) مكبر مع جهد الانحياز V_{BB} .

الاصل من الموجة الداخلة – حيث تم قطع جزئها السالب – وبهذا يكون التكبير في هذه الدائرة غير أصيل .

واذا ما أدخلنا مصدر الفولتية المستمرة V_{BB} الى دائرة القاعدة وبالقطبية المبينة في الشكل (٢ ب) فان هذه الفولتية سوف تعمل على تحيزوصلة القاعدة – الباعث مما يؤدي الى سريان تيار قاعدة وبالتالي الى احداث تيار مجمع يدعى بتيار المجمع باشارة صفـر Zero signal collecter current (I_C)

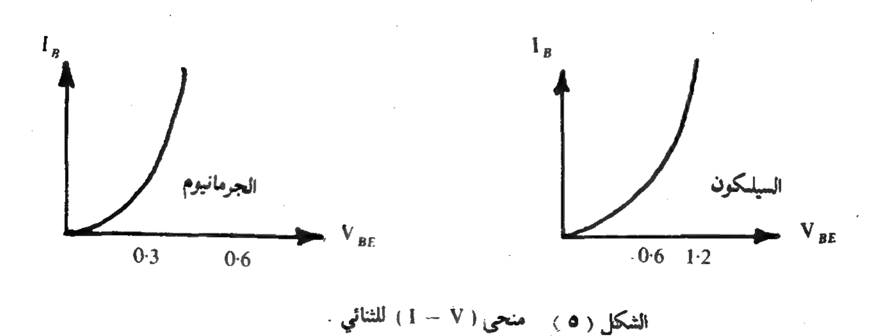
في هذه الدائرة تكون وصلة القاعدة منحازة اماميا بصورة دائمية بشرط ان تيار القاعدة الناتج من تسليط V_{BB} يكون مساويا او اكبر من اعلى قيمة يصلها تيار القاعدة المتناوب والناتج من تسليط الفولتية الداخلة – انظر الشكل (٣) . في هذه الحالة فان تيار المجمع يزداد بازدياد تيار القاعدة – خلال النصف الموجب من الموجة الداخلة – ويقل بنقصانه خلال النصف السالب من الموجة الداخلة ، وبالتالي فان الموجة الخارجة تكون نسخة طبق الاصل من الموجة الخارجة – انظر الشكل (٣) – ويتم عندئذ الحصول على التكبير الاصيل المطلوب .

ب– وجود فولتية قاعدة – باعث (V_{BE}) مناسبة :– رأينا آنفا ان الحصول على تكبير فعلي حقيقي لايتم الا عندما يكون تيار القاعدة I_B اكبر من أعلى قيمة لـ i_b الداخل . هذا الشرط لايمكن تحقيقه الا في حالة التغلب على الجهد الحاجز عند وصله القاعدة – باعث . تكون قيمة هذا الجهد الحاجز مساوية لـ 0·3V بالنسبة للجرمانيوم و 0·6V بالنسبة للسيلكون – انظر الشكل (٤) . عليه فان تيار القاعدة لن يسري في دائرة القاعدة الا اذا كانت V_{BE} مساوية او أكبر من 0·3 بالنسبة للجرمانيوم و 0·6 بالنسبة



الشكل (٤) التيار الداخل (الـ d.c و a.c) والخارج (الـ d.c و) في مكبر الترانزستور .

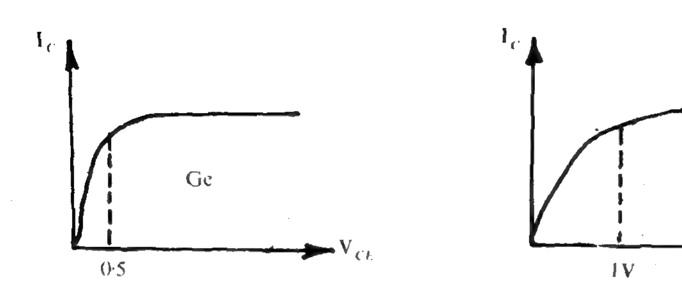
للسيلكون . ومن هنا فان نقصان V_{BE} عن القيمة المناسبة خلال أي جزء من الاشارة الداخلة سوف يؤدي الى توقف سريان تيار القاعدة ومن ثم قطع ذلك الجزء من الاشارة وبالتالي عدم الحصول على التكبير المرغوب .



الشكل (٥) منحنى (V – I) للثنائي .

جـ- وجود فولتية مجمع - باعث (V_{CE}) مناسبة :- مرة أخرى اذا ماأريد الحصول على تكبير أصيل فانه يلزم ايضا تسليط فولتية V_{CE} لاتقل عن 0·5V بالنسبة

الى الجرمانيوم و 1 فولت بالنسبة الى السيلكون . هذه الفولتية تدعى عادة بفولتية الركبة knee voltage – انظر الشكل (٦) .



الشكل (٦) فولتية الركبة .

عندما تكون V_{CE} واطئة (أقل من 0·5V للجرمانيوم و 1V بالنسبة للسيلكون) فان وصلة المجمع – باعث لن تكون منحازة عكسيا بشكل عملي وبهذا فان المجمع لايكون قادرا على اجتذاب جميع الالكترونات المحقونة من الباعث . من هنا فان تيار المجمع سوف يقل بينما يزداد تيار القاعدة وبالتالي فان قيمة β تهبط هي الاخرى . لذا فان هبوط V_{CE} – خلال اي جزء من الاشارة الداخلة – سيؤدي الى عدم تكبير هذا الجزء من الاشارة الداخلة وبالتالي يحدث تشويها في شكل الاشارة الخارجة وعدم الحصول على التكبير المطلوب .

مما تقدم يتبين لنا ان من اهداف تحيز الترانزستور هو الحفاظ على الانحياز الامامي لوصلة الباعث والانحياز العكسي لوصلة المجمع طوال فترة وجود اشارة الادخال . للوصول الى هذا الهدف يلزمنا دائرة تحتوي على مصدر للفولتية المستمرة مع المرفقات الخاصة بها . تربط الى الترانزستور . تسمى بدائرة الانحياز biasing circuit . وبهذا فانه من الواضح ان عملية تحيز الترانزستور هي ضرورية جدا للعمل السليم للترانزستور .

مثـــال :–

ترانزستور من السيلكون نوع NPN مع $V_{CC} = 6V$ و $R_B = 2·5k$ جد :

١– اقصى قيمة مسموحة يمكن ان يصلها تيار المجمع خلال فترة تسليط الاشارة للحصول على تكبير أصيل .

ب- ادنى قيمة لازمة لتيار المجمع المستمر I_C (تيار المجمع باشارة صفر) .

الحـل :-

أ- رأينا تواً ان اقل قيمة لازمة لـ V_{CB} ليعمل ترانزستور السيلكون بصورة سليمة . هي 1 فولت . وحيث ان $V_{CC} = 6V$ لذا فان اقصى هبوط على R_C سيكون مساويا لـ

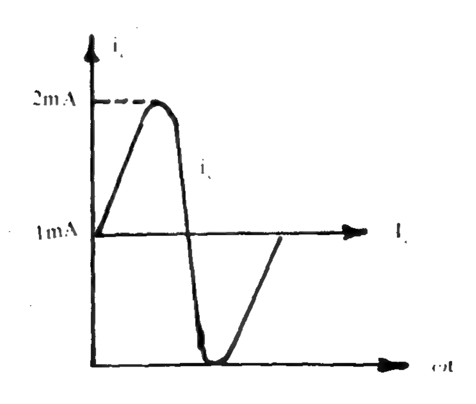
$$6 - 1 = 5V$$

لذا فان اقصى تيار يمكن ان يمر في R_C يكون مساويا لـ

$$i_{c\,(max)} = \frac{5}{2.5k} = 2\,mA$$

ب- وجدنا في (أ) ان التيار ($i_c = 2mA$) وحيث ان هذا التيار يظهر متراكبا مع I_c وبما ان التكبير هو من النوع الاصيل لذا فان هناك تناظرا بين الجزء الموجب من i_c . والسالب - انظر الشكل (٧) - وعليه فان أدنى قيمة لتيار المجمع الصفري هـــو

$$I_c = \frac{2\,mA}{2} = 1\,mA$$



الشكل (٧)

مثـال :-

في دائرة ترانزستور سيلكون كانت $R_C = 4k$ و $V_{CC} = 13V$ فما اقصى قيمة للاشارة الداخلة المطلوبة للحصول على تكبير أصيل علما ان $\beta = 100$ وان تغيراً مقداره 1 فولت في V_{BE} يحدث تغيراً قدره 5mA في تيار المجمع .

الحـل :-

اقصى تيار مسموح به هو

$$i_c = \frac{13 - 1}{4} = 3 \text{ mA}$$

عليه فان اقصى تيار قاعدة مسموح به هو

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} = 30 \, \mu\text{A}$$

8-3 استقرارية نقطة التشغيل (العمل) Operating Point Stability

ذكرنا فيما سبق ، ان عمل الترانزستور يكون خطيا اكثر مايمكن عندما يعمل في المنطقة الفعالة . ان وضع نقطة العمل في هذه المنطقة يمكن ان يتم من خلال الاختيار المناسب للجهود المستمرة (d.c) المسلطة ومن ثم التيارات المستمرة التي تمر نتيجـة لاستخدام دائرة الانحياز المناسبة . ذلك لان اختيار نقطة عمل مناسبة وتسليط اشـارة ادخال متناوبة مناسبة سوف يؤدي كما رأينا ، الى اشارة اخراج لها نفس شكل اشار الادخال . من جهة أخرى يؤدي الاختيار غير المناسب لنقطة العمل الى اشارة خرج مشوهة وبهذا فان اختيار دائرة الانحياز المناسبة لها دور حيوي في التكبير الخطي .

على الرغم مما جاء اعلاه فان المشكلة الاساسية ، في تصميم دوائر الانحياز للترانزستور، تكمن في ان بعض ثوابت الترانزستور تختلف من ترانزستور الى اخر حتى لوكانا من نفس النوع ، كذلك فان هذه الثوابت تتغير كثيراً مع درجة الحرارة . وحيث ان دوائر الترانزستور

معرضة للعمل في اجواء مختلفة من حيث تفاوت درجات الحرارة وكذلك معرضة للاستهلاك لذا فان تصميم دائرة الانحياز يجب ان يتم بحيث ان التغير في قيم هذه الثوابت مع الحرارة وغيرها يكون اقل مايمكن .

يتبين لنا ، مما جاء اعلاه ، أن المعيار الاساس الذي يتم بموجبه صلاحية دائرة الانحياز هذه اوتلك ، يكون في مدى مقدرة هذه الدائرة اوتلك في الحفاظ على موقع نقطة العمل ثابتا . وعليه فانه يصبح من المناسب ، قبل البدء بدراسة دوائر الانحياز ، التعرف على العوامل ، المذكورة اعلاه التي تنؤثر على نقطة العمل ، بتفصيل اكبر . هذه العوامل هي :-

أ - الاختلاف في قيمة عامل التكبير (β) :- من البديهي انه لايوجد ترانزستوران متشابهان تماما وعليه فأن قيمة β لهما مختلفتان وان كانا من نفس النوع . من جهة أخرى فان قيمة (β) تتغير ايضا ، لنفس الترانزستور ، مع تغير I_c اودرجة الحرارة وبهذا أصبح من المعتاد أن تحتوي استمارة المواصفات لأي نوع من الترانزستورات على أعلى واقل قيمة لـ β .

ان النقصان اوالزيادة في قيمة β سوف يؤدي الى نقصان اوزيادة المسافات بين منحنيات الخواص وعلى التوالي وبالتالي تغير موقع نقطة التشغيل Q الى الاسفل اوالى الاعلى وعلى التوالي .

هذا ويعبر عن معدل التغير في I_c الى التغير في β مع ثبوت I_{co} و V_{BE} بمعامل الاستقرارية S_β . أي ان

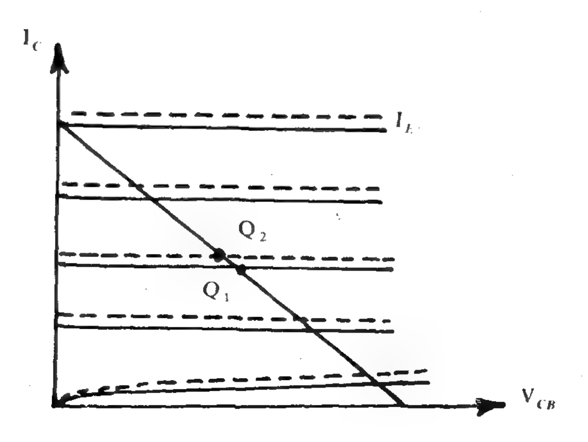
$$S_\beta = \frac{\partial I_c}{\partial \beta} \approx \frac{\Delta I_c}{\Delta \beta} \qquad \dots (1)$$

ب - التغير في درجات الحرارة :- ترتفع درجة حرارة الترانزستور نتيجة لمرور التيارات فيها ، وكما اشرنا من قبل ، يؤثر تغير درجة الحرارة على عمل اجهزة اشباه الموصلات تأثيرا بالغا . فعند ارتفاع درجة الحرارة تزداد توصلية اشباه الموصلات وتنمو التيارات فيها . ومما يجدر ذكره ان التيار العكسي في وصلة الـ pN هو الذي ينمو بالذات وبشدة عند ارتفاع درجة الحرارة وبالنسبة للترانزستور يكون هذا التيار هو تيار التسرب للمجمع - I_{CBO} . يؤدي نمو هذا التيار عند ارتفاع درجة حرارة الترانزستور الى تغير مميزات

هذا الأخير . ويمكن ملاحظة ذلك بسهولة على مميزات الاخراج المبينة في الشكليـــن (9,8) للدائرتين CB و CE وعلى التوالي .

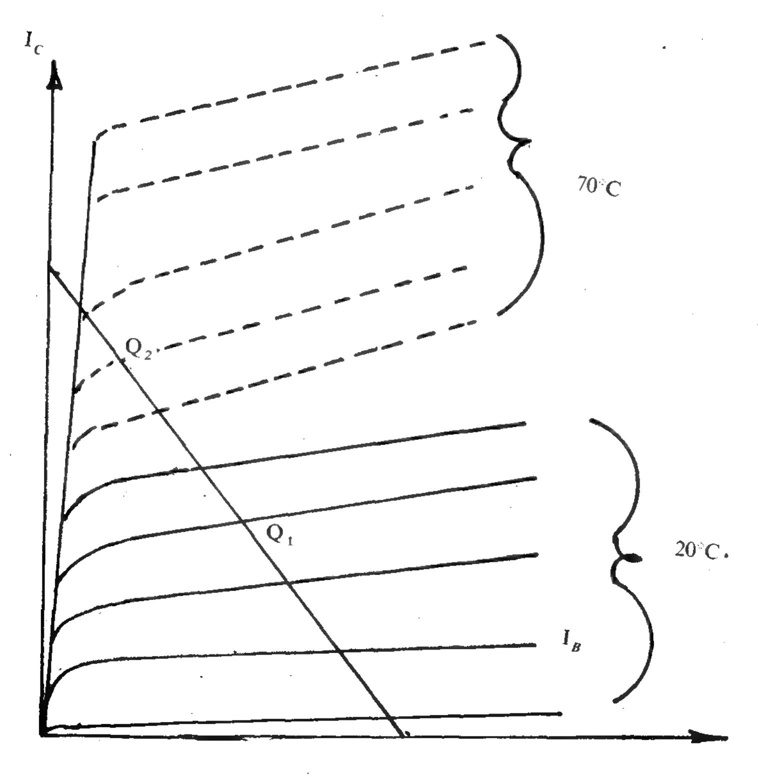
لتوضيح الامر سندرس مثالاً عدديا . سنفرض ان لدينا ترانزستور جرمانيوم يتميز بالمقدارين $\beta = 100$ و $I_{CBO} = 2\mu A$ عند 20° م . نفرض الان ان درجة حرارة الترانزستور ارتفعت الى 70° م . اي بمقدار 50° م . معروف لدينا ان التيار العكسي – في الجرمانيوم – يتضاعف مرتين تقريبا مع كل زيادة في درجة الحرارة بمقدار 50° م . لذا فان التيار العكسي سوف يتضاعف في هذه الحالة 2^5 مرة . اي 32 مرة . وعند 70° م يصبح مساويا لـ $64\mu A$ اي سيزداد بمقدار $62\mu A$.

الان اذا اعتبرنا ان المعامل α لايعتمد على درجة الحرارة . فان تيار المجمع مـن المعادلة $I_c = \alpha I_E + I_{co}$ سوف يزداد بمقدار $62\mu A$. وحيث ان مقدار التيار I_c لايقل – عادة – عن الملي امبير لذا فان مثل هذه الزيادة لن تغير من نظام تشغيل الترانزستور كثيراً . ويبين الشكل (٨) المميزات عند درجة 20° م وقد رسمت بخطوط متصلة وكذلك المميزات عند 70° م وقد رسمت بخطوط متقطعة . يلاحظ على هذه المميزات . الارتفاع القليل فيها بسبب الارتفاع في درجة الحرارة وكذلك انتقلت قليلا نقطة التشغيل واصبحت عند Q_2 بدلا من Q_1 . وهكذا فان الدائرة CB تعد مستقرة حراريا فحتى عند ارتفاع درجة الحرارة بعشرات الدرجات لايتغير نظام تشغيل الترانزستور في هذه الدائرة .



الشكل (٨) تأثير درجة الحرارة على دائرة القاعدة المشتركة .

من جهة أخرى ، يتغير الوضع تماما عندما يعمل الترانزستور في دائرة CE . ففي هذه الدائرة يكون تيار التسرب للمجمع I_{CEO} وهو – كما هو معلوم – اكبر بـ β من المرات تقريبا من التيار I_{CBO} . وعليه فان I_{CEO} – في مثالنا اعلاه – يكون عند 20° م مساوياً لـ $I_{CEO} = \beta I_{CBO} = 200\mu A$ وعند ارتفاع درجة الحرارة الى 70° م ينمو هذا التيار 32 مرة ويصبح مساويا لـ 6·4 mA ، اي يزداد بمقدار 6·2 ملي أمبير ومن المعادلة $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$ يتضح انه عند ثبوت I_B و β مع تغير درجة الحرارة فان تيار المجمع سينمو بنفس المقدار الذي ينمو به I_{CEO} – اي بمقدار 6·2 mA . وعليه فانه من المتوقع ان يتغير وضع مميزات الخروج بشدة عندما يكون تغير التيار يمثل هذه الشدة وهذا مايوضحه الشكل (٩) . ففي هذا الشكل تم رسم المميزات عند 20° م بخطوط متصلة بينما رسمت عند 70° م بخطوط متقطعة وعند التسخين الزائد تتحول نقطة التشغيل من Q_1 الى Q_2 وبهذا يتلف نظام التكبير تماما ويقل بدرجة كبيرة .



الشكل (٩) تأثير درجة الحرارة على دائرة الباعث – المشترك

وعليه فان دائرة الباعث – المشترك لاتتمتع باستقرار حراري جيد وتتغير خصائصها بشدة عند ارتفاع درجة الحرارة ولابد من الاشارة الى أنه عند تغير درجة الحرارة لاتتغير المميزات فقط بل وتتغيركل معاملات الترانزستور ومن هنا يتبين أهمية الاقرار الحراري لدائرة مكبر الترانزستور .

هذا ويعرف معامل الاستقرار الحراري (S) بانه معدل التغيرفي تيار المجمع الى التغير في تيار التسرب العكسي I_{co} عند ثبوت I_B و V_{BE} ويعرف رياضيا بانــــه

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} \qquad \ldots (2)$$

وكلما كان (S) صغيرا كلما كانت الاستقرارية اكبر ، لذا فانه يلزم ان يكون S صغيراً ما أمكن ذلك .

جـ– التغيرفي قيمة V_{BE} :– يقاس مدى تأثيرتغير V_{BE} من ترانزستورلاخر اوبسبب من التغيرفي درجات الحرارة . بمعامل الاستقرارية (S_r) ويعرف بانه معدل التغيرفي I_C مع التغيرفي V_{BE} عند ثبوت كل من I_{CO} و β ويكتب رياضيا :

$$S_r = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \qquad \ldots (3)$$

على الرغم من كل ماقيل عن (S_β) و (S_r) الا ان العامل المؤثر يبقى هو (S) وان أي دائرة تعطي استقراراً جيداً لـ I_C مع I_{CO} تعطي استقرارية جيدة لـ I_C مع التغيرفي β و V_{BE} بسبب من التغيرفي درجة الحرارة . ومن هنا فأن المعامل (S) يعد المعامل الاكثر استخداما وفعالية في تحديد جودة دائرة الانحياز .

4 8 دوائر الانحياز :– Baising circuits

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان المشكلة الاكثر أهمية في دوائر الترانزستور هو الحفاظ على استقرارية نقطة التشغيل . الحراريةفيها على الاخص . اوبعبارة أخرى الابقاء على قيم I_C و V_{CE} ثابتة ويتم تحقيق ذلك من خلال استخدام طريقتين هما :

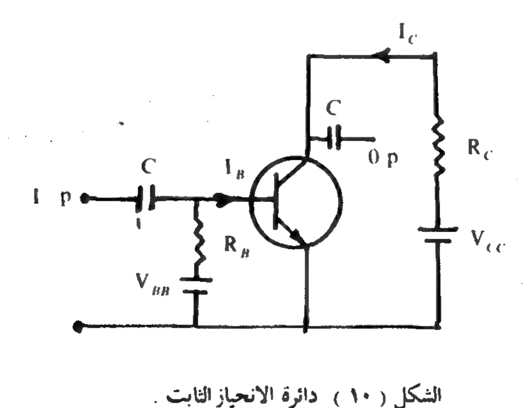
1 طريقة التحيز المناسبة .
2 طريقة التعويض المناسبة .

تتضمن طريقة التحيز استخدام دائرة انحياز مكونة من شبكة مقاومات تحافظ على ثبوتية I_C ومن ثم V_{CE} على الرغم من تغيركل من I_B و I_{CO} و β و V_{BE} . من جهة أخرى تشتمل طريقة التعويض على ربط جهاز حساس للتغيرات الحرارية ، كالثنائي البلوري او الترانزستور نفسه ، الى دائرة الترانزستور يعمل على توليد الجهد او التيار اللازمين لاستقرارية نقطة التشغيل للترانزستور .

على اية حال ، سنحاول هنا التركيز على النوع الاول وسنتعرض لعدد من دوائر الانحياز بالشرح وسيكون اختيارنا لهذه الدائرة او تلك قائماً على اساس من التعرف على محاسنها ومساوئها وكذلك محاولة التعرف على معاملات الاستقرارية الثلاث S و S_B و S_c لهذه الدوائر ثم حساب المعامل المناسب لبعض هذه الدوائر تاركين مابقي منها على صيغ اسئلة في نهاية الفصل . كذلك سيتم التعرض للنوع الثنائي في نهاية الفصل على نحو مختصر .

1 - 4 - 8 طرق الانحياز :- توجد هناك عدة طرق شائعة لتحيز مكبر الترانزستور الا اننا سنقوم بدراسة بعض منها :

أ- الانحياز الثابت fixed biasing :- يتم في هذا النوع من التحيز استخدام مصدرين للجهد . الاول يعمل على تحيز وصلة القاعدة-الباعث ويدعى V_{BB} - انظر الشكل (١٠) والثاني يعمل على تحيز وصلة المجمع عكسيا ويسمى V_{CC} .



الشكل (١٠) دائرة الانحياز الثابت .

يتم حساب تيار القاعدة في هذه الدائرة عند تطبيق قانون كيرشوف للجهد على دائرة القاعدة . حيث نجد ان

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} \qquad \dots (4)$$

او ان

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \qquad \dots (5)$$

وحيث ان V_{BE} كمية ثابتة (تساوي 0·6 فولت بالنسبة للسيلكون و 0·3 بالنسبة للجرمانيوم) لذا فانه يصبح بالامكان اختيار قيمة I_B المناسبة من خلال اختيار قيمة مناسبة لكل من V_{BB} و R_B .

ان معرفة قيمة I_B سوف تساعدنا على ايجاد نقطة التشغيل اما باستخدام منحنيات خواص الاخراج . حيث يتم تعين النقطة Q . وكما هومعروف . من تقاطع خط الحمل . المرسوم على هذه الخواص . مع منحى تيار القاعدة المحسوبة اعلاه . اومن استخدام المعادلة

$$I_C = \beta I_B \qquad \dots (6)$$

في حالة معرفة β ومن دون اللجوء الى منحنيات الخواص .

اما بالنسبة لـ V_{CE} فيتم حسابها من المعادلة :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \qquad \dots (7)$$

في هذه الدائرة . الشكل (١٠) . على فرض ان $V_{CC} = 10$ فولت و $R_C = 1$ كيلو اوم و $V_{BB} = 4$ فولت و $R_B = 100$ كيلو اوم . في هذه الحالة يكون لدينا $V_{CE(max)} = V_{CC} = V_{CC} = 10$ فولت و $I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = 10$ ملي امبيروعليه فان خط الحمل سيبدو كما في الشكل (١١) وان النقطة Q تمثل نقطة تقاطع منحي تيار القاعدة عند القيمة

$$I_B = \frac{4 - 0{\cdot}6}{100\ K\Omega} = 34\mu A$$

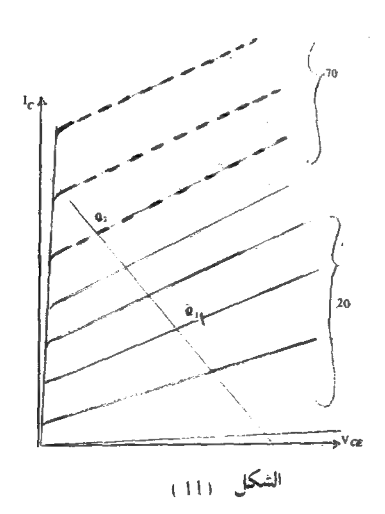
مع خط الحمل .

الان اذا مافرضنا ، ايضا ، ان درجة الحرارة ارتفعت من $25°$ م (الدرجة الحالية للترانزستور) الى $100°$ م . في هذه الحالة سيقل V_{BE} ويزداد I_{CO} . ان النقصان في V_{BE} لن يؤثر على قيمة تيار القاعدة ذلك لان وضع V_{BE} مساويا لـ 0.4 مثلا (يقل V_{BE} بمعدل $2mV$ لكل درجة حرارية في حالة السيلكون) لن يغير من قيمة تيار القاعدة الا بـ 2 مايكرو امبير وعليه فانه يمكن اعتبار I_B ثابتا .

من جهة أخرى تؤدي الزيادة في I_{CO} الى زيادة كبيرة في I_C حيث لدينا – راجع الفصل السابع – ان

$$I_C = (1 + \beta) I_{CO} + \beta I_B \qquad \ldots (8)$$

وبهذا فان نقطة Q سوف تزحف نحو منطقة التشبع – انظر الشكل (١١) كلما زادت درجة الحرارة وان وجود Q في منطقة التشبع سيؤدي بالتالي الى تشويه الاشارة الخارجة .



الشكل (١١)

فضلاً عما جاء اعلاه من حيث عدم صلاحية هذه الدائرة للتكبير ، فان هذه الدائرة غير مرغوب فيها ايضا من ناحية اقتصادية ذلك لاستخدامها مصدرين للقدرة V_{CC} و V_{BB} مما يعني زيادة في الاستهلاك وزيادة في الحجم كذلك .

ومع انه بالامكان تجاوز العيب الاخير في هذه الدائرة وذلك بتقليص عدد المصادر الى مصدر واحد واستغلال المصدر V_{CC} في الحصول على تيار الانحياز (القاعدة) ، كما في الشكل (١٢) ، حيث ان

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \qquad \ldots (9)$$

الا ان هذه الدائرة تبقى هي الاخرى غير صالحة ويمكن التدليل على ذلك من خلال حساب عامل الاستقرارية الحرارية (S) لهذه الدائرة على النحو الآتي :
لدينا من المعادلة (8) ان

$$I_C = (\beta + 1) I_{CO} + \beta I_B \qquad \ldots (8)$$

عند اخذ التفاضل بالنسبة لـ I_C وعلى فرض ان β ثابتة وكذلك I_B (كما رأينا) نحصل على

$$1 = (1 + \beta) \frac{\partial I_{CO}}{\partial I_C} + \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_C} \qquad \ldots (10)$$

وحيث ان I_B هو ثابت لذا فان $\frac{\partial I_B}{\partial I_C}$ = صفراً وان المعادلة (10) سوف تختزل الى :

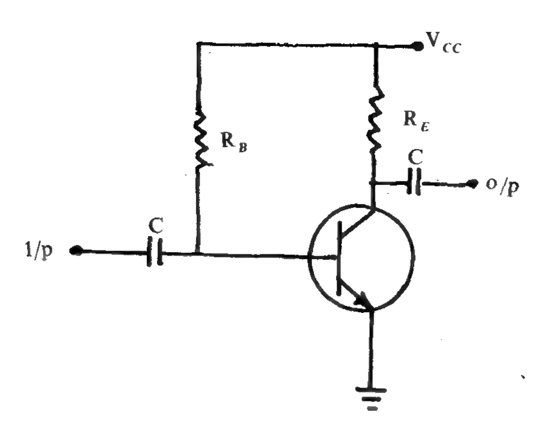
$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = \beta + 1 \qquad \ldots (11)$$

فاذا كانت $\beta = 40$ فان $S = 41$ وهذا يعني ان الزيادة في I_C اسرع بـ 41 مرة من الزيادة في I_{CO} . وعليه فان هذا النوع من دوائر الانحياز غير مرغوب فيه على الاطلاق وذلك لان الزيادة في I_C ستؤدي الى ازاحة النقطة Q وكذلك الى زيادة القدرة التي يبددها والتي بدورها تزيد في رفع درجة الحرارة فيزداد I_C بصورة أكبر ... وهكذا يحصل الهروب الحراري الذي قد يؤدي الى تلف الترانزستور

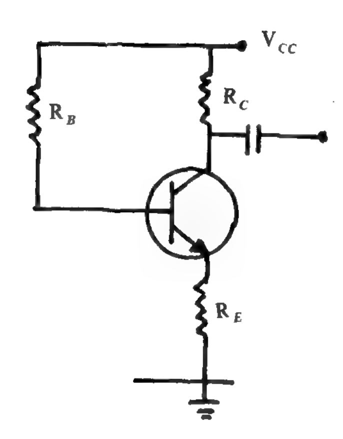
على اية حال ، ان الاستقرارية في عمل الترانزستور مع دائرة الانحياز الثابت ، يمكن ان تتحسن بشكل كبير عند اضافة المقاومة R_E الى الباعث في هذه الدائرة – الشكل (١٣) .

في هذه الدائرة لدينا ، من تطبيق قانون كيرشوف للجهد على دائرة القاعدة ، أن

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \qquad \ldots (12)$$



الشكل (١٢) الانحياز بمصدر واحد



الشكل (١٣) الانحياز بمصدر واحد مع مقاومة الباعث .

وعند التعويض عن I_E بـ $(I_C + I_B)$ في المعادلة (12) واجراء الترتيب اللازم . يصبح لدينا ان

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E}{R_B + R_E} \qquad \dots (13)$$

ومن مفاضلة المعادلة (13) بالنسبة لـ I_C واعتبار β, V_{BE} ثابتين نحصل على :

$$\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = - \frac{R_E}{(R_B + R_E)} \qquad \dots (14)$$

وعند التعويض عن قيمة $\frac{\partial I_B}{\partial I_C}$ هذه في المعادلة S نحصل على

$$S = \frac{1+\beta}{1+\beta \cdot \frac{R_E}{R_B + R_E}} = (\beta + 1) \frac{1 + \frac{R_B}{R_E}}{1 + \beta + \frac{R_B}{R_E}} \qquad \dots (15)$$

يلاحظ من هذه المعادلة (15) انه في حالة كون $1 << \frac{R_B}{R_E}$ فان $S = 1$

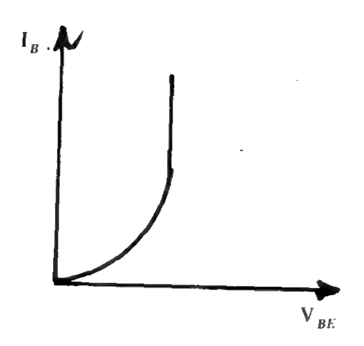
وتزداد قيمة S كلما زادت النسبة R_B/R_E حتى تصبح مساوية لـ $(\beta + 1)$ عندما تقترب R_B / R_E من المالانهاية .

مما جاء اعلاه ، يمكن القول انه كلما كبرت β كلما قلت الاستقرارية بينما تزداد الاستقرارية كلما صغرت R_B اوزادت R_E . اما كيف يعمل R_E على تحسين عامل الثبات فهو ان اي زيادة في تيار المجمع I_C سوف يقابلها زيادة في الجهد الهابط على R_E اي زيادة في $I_E R_E = V_E$ ومن تقليل الفرق $(V_E - V_B)$ او V_{BE} الذي يؤدي بدوره الى تقليل I_B – انظر الشكل (١٤) – وبذلك يقل I_C . من جهة أخرى فأن الزيادة في R_E يلزمها زيادة في V_{CC} لتشغيل الترانزستور عند نفس نقطة التشغيل مما يعني زيادة في القدرة الضائعة . كذلك فان ادخال R_E سوف يؤدي الى زيادة التغذية الخلفية السالبة التي سنأتي على شرحها لاحقا – مما يؤدي بالتالي الى تقليل الكسب في الجهد بصورة ملحوظة . ولتجنب هذا الضياع في الكسب تربط عادة ، متسعة امرارذات قيمة مناسبة عبر المقاومة R_E كي تقوم بامرار الاشارة المتولدة حول R_E الى الارض ومن ثم تمنع حدوث التغذية الخلفية السالبة للاشارة المتناوبة – .

هذا ويتم تعين نقطة العمل من استخدام المعادلة (6)

$$I_C = \beta I_B \qquad \dots (16)$$

وكذلك المعادلة



الشكل (١٤) منحى (I – V) لدائرة الادخال للترانزستور .

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \qquad \ldots (17)$$

وفي حالة كون R_E = صفراً فان هذه المعادلة تصبح

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

ب – انحياز مجزىء الجهد potential divider biasing :– يعد هذا النوع من دوائر الانحياز الأوسع انتشاراً في الدوائر الخطية والاكثر استخداما في تجهيـز الترانزستور بالانحياز اللازم والاستقرار الحراري .

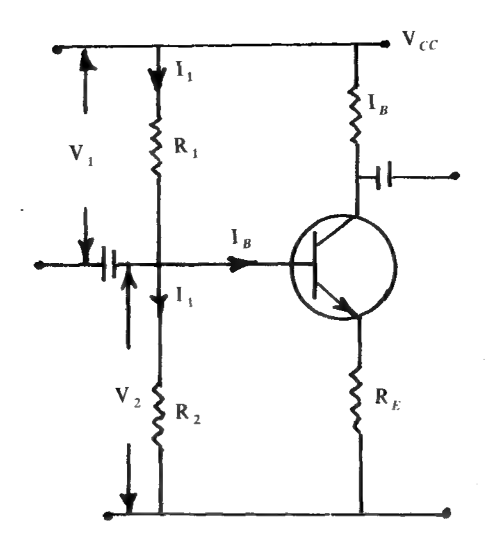
يتم الحصول على هذا النوع من الانحياز باضافة المقاومة R_2 الى الدائرة في الشكل (١٣) . بين القاعدة والارضية – انظر الشكل (١٥) .

في هذه الدائرة . على فرض ان I_1 يسري خلال R_1 وان I_B هو صغير جداً . يمكن اهماله . لذا فانه من الممكن اعتبار التيار المار في R_2 هو I_1 ايضا . لذا فأن

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \qquad \ldots (18)$$

ومن ثم فان الجهد المتولد حول R_1 يكون مساويا لـ

$$V_1 = I_1 R_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_1 \qquad \ldots (19)$$



الشكل (١٥) دائرة انحياز مجزىء الجهد .

اما الجهد حول R_1 فيكون هو الاخر مساويا لـ

$$V_2 = I_1 R_2 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_2 \qquad \dots (20)$$

وهكذا يتم تجزئة الجهد V_{CC} الى V_1 و V_2 بحيث ان $V_{CC} = V_2 + V_1$ ومن هنا جاءت التسمية بمجزىء الجهد .
وباستخدام قانون كيرشوف للجهد في دائرة القاعدة . نجد أن

$$V_2 = V_{BE} + V_E \qquad \dots (21)$$

او ان

$$V_2 = V_{BE} + I_E R_E \qquad \dots (22)$$

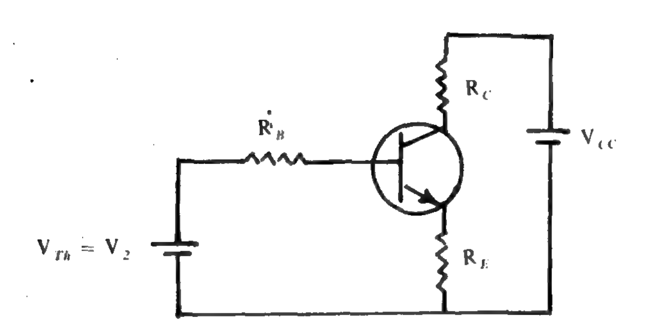
وعند الترتيب نحصل على

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} \qquad \dots (23)$$

وعلى فرض ان I_B هوصغيربحيث يمكن اعتبار $I_E \simeq I_C$ لذا فان

$$I_C \simeq \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} \quad \dots (24)$$

يلاحظ من المعادلة (24) اعلاه ان I_C لايعتمد على β وانما يعتمد هذه المرة على V_{BE} – وحيث ان V_2 اكبر بكثير من V_{BE} وان التغير فيه يكون صغيراً (كما رأينا) لذا فانه يمكن القول ان I_C لايعتمد هنا على أي من معاملات الترانزستور. وهكذا يكون باستطاعة هذه الدائرة توفير استقرارية عمل جيدة للترانزستور ومن ثم فان دائرة مجزىء الجهد تكون أوسع انتشاراً من بين دوائر الانحياز. هذا ويتم حساب (S) لهذه الدائرة على النحو الاتي :– على الرغم من ان المعادلة (21) صحيحة الا انها ليست دقيقة. كذلك فان هذه المعادلة لاتصلح لحساب (S) وبالتالي فانه يلزم استخدام طريقة تحليل اخرى – نظرية ثفنن مثلا – لايجاد I_B بدلالة I_C وذلك من خلال استخدام دائرة ثفنن المكافئة – انظر الشكل (١٦) –للدائرة في الشكل (١٥).
لدينا في هذه الدائرة المكافئة ان



الشكل (١٦) دائرة ثفنن المكافئة للدائرة في الشكل (١٥).

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots (25)$$

وان

$$V_{Th} = V_2 = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

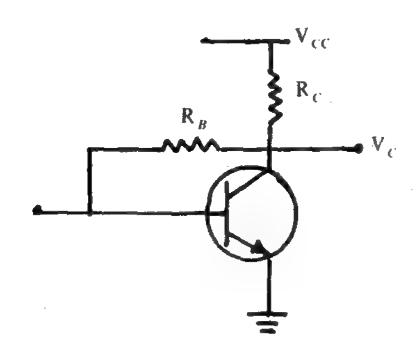
او ان

$$V_2 = I_B + R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \quad \dots (27)$$

وعليه فان

$$\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = - \frac{R_E}{R_B + R_E} \quad \ldots (28)$$

جـ- دائرة الانحياز الذاتي self-biasing circuit :- تدعى احيانا بدائرة انحياز التغذية - الخلفية للمجمع collecter feedback biasing ولاتختلف هذه الدائرة عن الدائرة السابقة سوى ان مقاومة الانحياز في هذه الحالة تأخذ تيار انحيازها من فولتية المجمع V_C بدلا من مصدر المجمع V_{CC} - انظر الشكل (١٧) .



الشكل (١٧) دائرة الانحياز الذاتي .

تعد هذه الدائرة من ابسط الدوائر التي تصمم خصيصاً لتقليل التغير في I_C نتيجة الارتفاع في درجة الحرارة بسبب من وجود التغذية الخلفية السالبة للفولتية (negative feedback voltage) . ويتم ذلك كما يأتي :- عند ارتفاع درجة الحرارة تزداد I_C . كما رأينا . الا ان الزيادة في I_C تؤدي الى زيادة الهبوط في الفولتية على R_C فتقل بذلك الفولتية V_C ويقل - تبعا لذلك - I_B وهكذا يعود I_C الى قيمته الاولى . ففي الشكل (١٧) ومن استخدام قانون كيرشوف - يمكن كتابة :

$$V_{CC} - I_C' R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad \ldots (29)$$

وحيث أن $I_C' = I_C + I_B$ لذا فان

$$V_{CC} - I_C R_C - (R_C + R_B) I_B - V_{BE} = 0 \qquad \dots (30)$$

او ان

$$I_B = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_C + R_B} \qquad \dots (31)$$

وعليه فان

$$\frac{dI_B}{dI_C} = - \frac{R_C}{R_C + R_B} \qquad \dots (32)$$

وعند التعويض عن هذه القيمة اعلاه في المعادلة (8) نحصل على

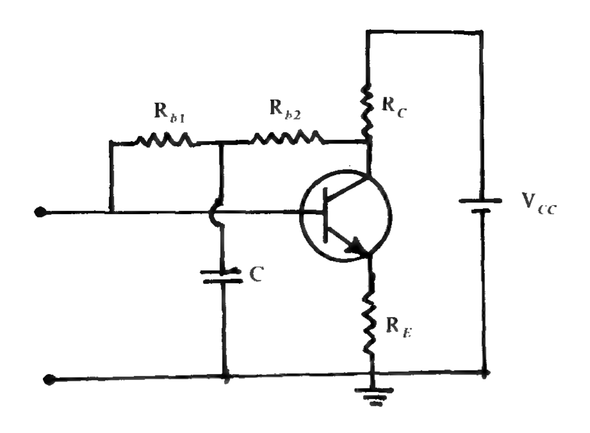
$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{\beta R_C}{R_B + R_C}} \qquad \dots (33)$$

على الرغم من امتلاك هذه الدائرة المزايا المذكورة اعلاه الا ان وجود التغذية الخلفية السالبة سوف يعمل على :

1 - تقليل التكبير في الفولتية لهذه الدائرة :- من المعلوم ان الاشارة الخارجة لاتكون في نفس طورالاشارة الداخلة وعليه فان الجزء المعاد من الاشارة الخارجة خلال المقاومة R_B سوف يعمل على تقليل حجم الاشارة الداخلة الفعلية ومن ثم تنخفض قيمة الكسب . هذا ويتم التخلص من الأثر السالب هذا بتقسيم قيمة R_B الى نصفين ثم ربط متسعة عند نقطة التقاء المقاومتين الى الارض - انظر الشكل (١٨) - حيث تعمل هذه المتسعة على امرار الجزء المعاد من الاشارة الخارجة الى الارض .

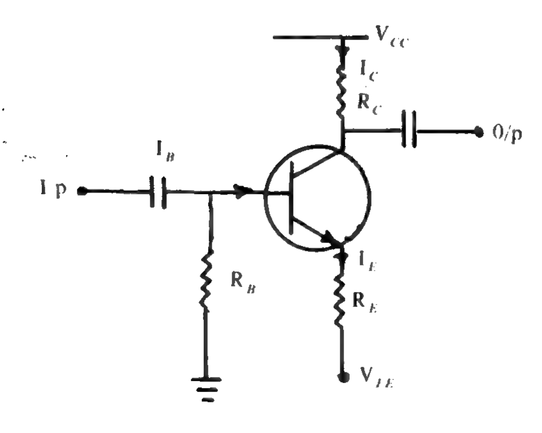
2 تعمل المقاومة R_B عند ربطها بهذه الصورة على تقليل مقاومة الادخال لهذه الدائرة . لتلافي مثل هذا الانخفاض في R_{in} يتم استخدام التغذية الخلفية للتيار current feedback باضافة R_E الى الدائرة - انظر الشكل (١٨) .

3 نظرا لأن تيار الانحياز يتم تعينه بوساطة V_C بدلا من V_{CC} الثابتة . لذا فان تعيين نقطة التشغيل - Q سوف لايكون بنفس السهولة السابقة بالنسبة للدوائر الاخرى .



الشكل (١٨) كيفية معالجة عيوب التغذية الخلفية .

د- دائرة انحياز الباعث emitter - biasing circuit :- يبين الشكل (١٩) الكيفية التي يتمبها تحيز الترانزستور بطريقة انحياز الباعث emitter bias . وتأتي هذه التسمية بسبب تحيز ثنائي الباعث انحيازاً امامياً بوساطة مجهز الفولتية V_{EE} . اما المجهز V_{CC} فيعمل كالعادة على تحيز ثنائي المجمع عكسيا .



الشكل (١٩) دائرة انحياز الباعث .

يمتاز هذا النوع من الانحياز بالبساطة وبامتلاكه قدرا جيدا من الاستقرارية الحرارية وهو الانحياز الشائع عند توفر مجهز فولتية مجزأ (اي وجود مصدر واحد للفولتيةيمتلك

٣ اقطاب : موجب ومشترك (common) وسالب) وهولا يختلف كثيرا عن انحياز مجزىء الجهد ويتم هنا تعريض ثنائي المجمع للفولتية V_{CC} وثنائي الباعث للفولتية V_{EE} .

خلافا للدوائر الاخرى فان المقاومتين R_E , R_C في هذه الدائرة ، لهما دوران اساسيان : فهما فضلاً عن كونهما مقاومتي الحمل والباعث وعلى التوالي ، فانهما يعملان كمقاومتي انحياز اوبعبارة أخرى يتم تحيز الترانزستور بالصورة المطلوبة من خلال اختيار القيم المناسبة لـ R_E , R_C بينما لاتعمل R_B هنا ، سوى ربط القاعدة بالارضية .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا أن فولتية القاعدة V_B تساوي صفراً وذلك بسبب من ربط هذه القاعدة خلال R_B الى الارض . وعليه فانه يصبح بالامكان معاملة النهاية العليا من R_E كنقطة ارض تقريبية (تذكر ان الفولتية V_{BE} يجب ان لاتتجاوز 0.6 V في حالة كون الترانزستور من السيلكون او 0.3 V في حالة كون الترانزستور من الجرمانيوم عندما يعمل في المنطقة الفعالة) وبهذا فان فولتية المجهز V_{EE} سوف تظهر باجمعها عبر R_E . اي ان

$$I_E = \frac{V_{EE}}{R_E} \qquad \ldots (34)$$

وعلى هذا الاساس.ولكون الباعث يعمل كنقطة ارض تقريبا . فان الفولتية V_{CE} سوف تكون مساوية لـ

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_E$$

ولوكان الترانزستور في حالة اشباع فان طرف المجمع سيكون هو الاخر نقطة ارض تقريبا ($V_{CE} = 0$) وبهذا فان اعظم تيار يمكن ان يمر يساوي

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad \ldots (35)$$

او بصورة ادق

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R_C + R_E} \qquad \ldots (36)$$

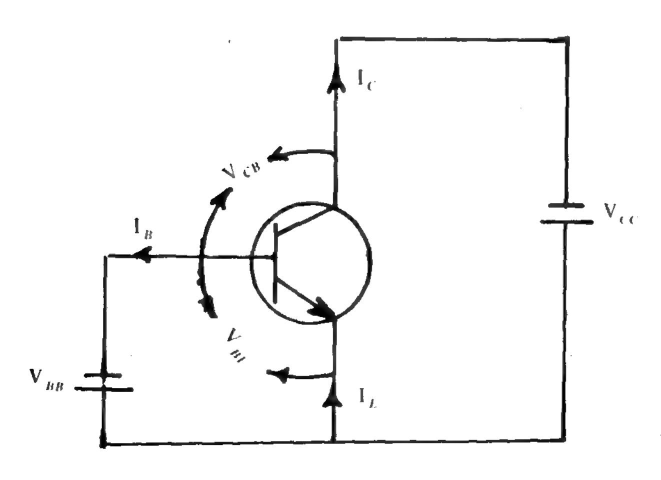
وهكذا يصبح بالامكان رسم خط الحمل المستمر وتعين نقطة التشغيل – Q من استخدام المعادلات اعلاه وأخيراً لابد من ان نذكر ان عامل الثبات – يترك للطالـــب اشتقاقة – يكون مساويا لـ

$$S = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \dfrac{R_E}{R_B + R_E}} \quad \ldots (37)$$

على الرغم من ان المعادلة (37) ظهرت متطابقة مع المعادلتين (33) ,(15) الا ان القيم العددية التي تستعمل لـكل من R_E , R_B تختلف عادة عما في الدوائر السابقة . ففي هذه الحالة يمكن زيادة R_E وتقليل R_B وبالتالي فان S يمكن أن تقترب من الحالة المثالية 1 .

5 – 8 دوائر انحياز الترانزستور نوع PNP

ذكرنا سابقا انه يلزم لعمل الترانزستور بصورة سليمة ان يكون ثنائي الباعث – قاعدة منحازاً بصورة امامية بينما يكون ثنائي المجمع – قاعدة منحازاً عكسيا . وحيث ان كلاً من الباعث والقاعدة والمجمع في الترانزستور PNP تصنع من مادة معاكسة لما هي عليه في الترانزستور NPN لذا فانه يلزم ان تكون V_{BE} بالقطبية السالبة – الموجبة المبينة في الشكل (٢٠) . من جهة أخرى ولجعل ثنائي المجمع منحازاً عكسيا يجب ان تمتلك V_{CB} القطبية السالبة – الموجبة المبينة وعليه تكون V_{CE} سالبة – موجبة – انظر الشكل ٢٠ .



الشكل (٢٠) دائرة انحياز الترانزستور نوع pNp .

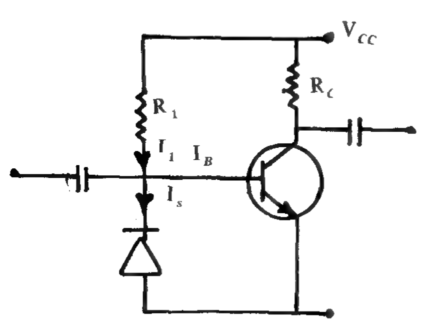
نظراً لـكون سهم الباعث مشيراً الى الداخل ، فان تيار الباعث سوف يسري الى داخل الترانزستور بينما يسري تيارا القاعدة والباعث الى الخارج .

ومن الجدير بالذكر ان الترانزستور PNP يدعى بمتمم complement الترانزستور NPN وتدل كلمة متمم على ان جميع فولتيات وتيارات النوع PNP تعاكس فولتيات وتيارات الترانزستور NPN .

6 - 8 طريقة التعويض :-

رأينا عند دراستنا لدوائر الانحياز المختلفة ، أن السبب الكامن وراء الاستقرارية الجيدة لبعض من هذه الدوائر ، يعود الى امتلاك هذه الدوائر مايسمى بالتغذية الخلفية السالبة . وحيث أن وجود مثل هذا النوع من التغذية يؤدي بالتالي الى تقليل التكبير في هذه الدوائر بسبب ان الجزء المرتد من الفولتية الخارجة يكون معاكسا بالطور لفولتية الادخال فان هذا الجزء المعاد سوف يطرح من فولتية الادخال بدلا من ان يضاف اليها . هذا الفقدان في تكبير الاشارة يشكل في بعض التطبيقات عيبا كبيراً ومن هنا فانه يفضل في مثل هذه الحالات ان تستخدم الطريقة التعويضية بدلا من التغذية الخلفية .

على اية حال ، غالبا ماتستخدم الطريقتان للحصول على استقرارية جيدة ويعد الثنائي البلوري عنصر تعويض مثالياً عن التغيرات التي تحصل في I_{CO} ، V_{BE} . في الدائرة ادناه - الشكل (٢١) يلاحظ انه تم استخدام الثنائي D - بدلا من المقاومة R_2 - للتعويض عن التغير في I_{CO} على فرض ان الثنائي والترانزستور مصنوعان من نفس المادة وبهذا فان معدل الزيادة في تيار الاشباع العكسي للثنائي البلوري مع درجة الحرارة سيكون نفس معدل الزيادة في تيار الاشباع لمجمع الترانزستور I_{CO} ، يمكن التدليل على صحة ذلك من معرفة ان :



الشكل (٢١) التعويض بوساطة الثنائي .

$$I_B = I_1 - I_s \qquad \ldots (38)$$

كذلك

$$I_C = (1 + \beta) I_{CO} + \beta I_B \qquad \ldots (39)$$

وعند التعويض عن I_B يكون لدينا

$$I_C = (1 + \beta) I_{CO} + \beta I_1 - \beta I_S \qquad \ldots ($$

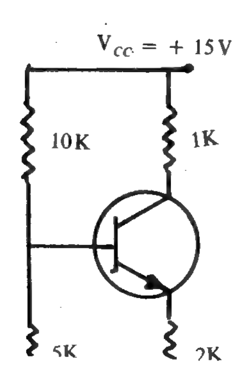
يسري I_{CO} خلال الترانزستور و I_s خلال الثنائي لذا فان الحد $(1 + \beta) I_{CO}$ سوف يلغى بوساطة الحد βI_s في المعادلة اعلاه ويكون I_C مساويا لـ

$$I_C = \beta I_1 \qquad \ldots (40)$$

وحيث ان I_1 هو ثابت تقريبا ويساوي $\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}$ لذا فان I_C يكون ثابتا هو الآخر .

مثـال :

فـي الدائرة ادناه ارسم خط الحمـل الـ D.C وعين نقطـة العمل . افترض ان الترانزستور من مادة السيلـكون .



الحـل :-

أ - خط الحمل الـ D.C

لدينا في هذه الدائرة ان

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C (R_E + R_C)$$

عندما يكون $I_C = 0$ تصبح

$$V_{CE(max)} = V_{CC} = 15V$$

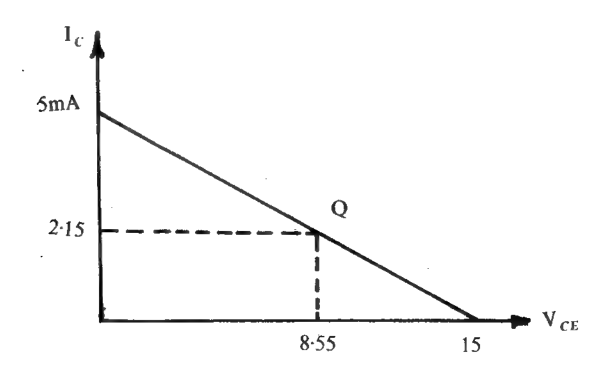
هذا يعين النقطة الاولى على محور السينات (0 و 15) عند وضع ($V_{CE} = 0$) نحصل على

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_L} = \frac{15}{(1 + 2)k} = 5mA$$

وهذه تعين النقطة الثابتة على محور الصادات (0,5) ويتم رسم خط الحمل - الشكل - من الربط بين النقطتين اعلاه .

ب - لتعين نقطة التشغيل -Q، يلزمنا ايجاد قيمة I_C في المنطقة الفعالة لدينا ان

$$V_2 = \frac{15 \times 5}{10 + 5} = 5V$$



خط الحمل المستمر

وحيث ان

$$V_E = V_2 - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

لذا فان

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4.3}{2k} = 2.15 \text{ mA}$$

أي ان

$$I_C \approx I_E = 2.15 \text{ mA}$$

وبهذا تكون

$$V_{CE} = 15 - 2.15 \text{ mA} \times 3k = 8.55V$$

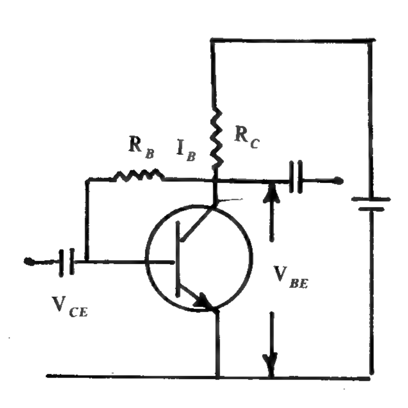
وبهذا تكون احداثيات نقطة العمل – Q هي (2.15 , 8.55) – انظر الشكل – .

مثــال :–

في الدائرة ادناه احسب كلاً من S , S_B

الحــل :–

عند تطبيق قانون كيرشوف للفولتية على هذه الدائرة يكون لدينا



$$V_{CC} = (I_B + I_C) R_C + I_B R_B + V_{BE} \quad \dots (41)$$

او ان

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_C R_C}{R_C - R_B} \quad \dots (42)$$

وعليه فان

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{-R_C}{R_C + R_B} \quad \dots (43)$$

وعلى فرض ان V_{BE} ثابت .

عند التعويض عن قيمة $\frac{dI_B}{dI_C}$ في المعادلة (8) الخاصة بـ S نحصل على

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{\beta R_C}{R_C + R_B}} \quad \dots (44)$$

وكذلك

$$S_\beta = \frac{I_{CO} + I_B}{1 + \frac{\beta R_C}{R_C + R_B}} \quad \dots (45)$$

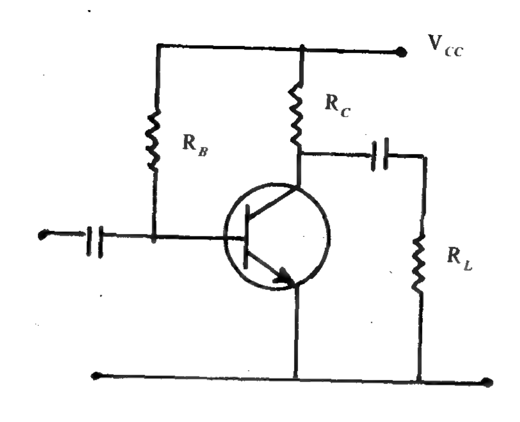
مثـال :-

في الدائرة ادناه احسب كلاً من S , S_β

الحـل :-

لدينا ان

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$



او ان

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

وحيث ان R_C , V_{CE} , V_{CC} هي كميات ثابتة لذا فان

$$\frac{dI_C}{dB} = 0$$

وعند التعويض عن هذه الكمية في المعادلتين (44) و (45) نحصل على

$$S = \beta + 1 \qquad \dots (46)$$

و

$$S_\beta = I_{CO} + I_B \qquad \dots (41)$$

يلاحظ في هذا المثال ان S اصبحت مساوية لـ $(\beta + 1)$ وهي بذلك اكبر مما هي عليه في مثال التغذية الخلفية . الان اذا فرضنا ان $\beta = 50$ فان $S = 51$ وهذا يعني انه اذا زاد I_{CO} بسبب من زيادة الحرارة فان I_C سوف يزداد بـ 51 مرة اكثر من زيادة I_{CO} لنفس الارتفاع في درجة الحرارة ولهذا السبب فان الانحياز الثابت غير مرغوب . كذلك نلاحظ ان S_β هي الاخرى ، قد زادت في هذا المثال ذلك ان S_β تكون اقل مايمكن عندما تكون $\frac{\beta R_C}{R_C + R_B}$ اكبر مايمكن . اي عندما تكون

$$\beta R_C >> R_B$$

من الناحية العملية هذا الشرط لايمكن تحقيقه ، وعليه فان S_β تبقى في دائرة الانحياز – الثابت عالية وتكون اقل مايمكن – عمليا – عندما تكون $\beta R_C = R_B$

اي عندما تساوي $\frac{1}{2}(I_{CO} + I_B)$ وهذا هو سبب اخر في عدم استخدام الانحياز الثابت في دوائر الترانزستور بشكل كبير .

اسئلة ومسائل

1) ماالمقصود بالتكبير الأصيل ؟ وماشرط تحقيقه ؟

2) ما المقصود بانحياز الترانزستور ؟

3) في الدائرة الشكل (3) ما فائدة كل من V_{BB} و V_{CC} ؟ وضح بالتفصيل مع الرسومات اللازمة .

4) اشرح معنى كل رسم في الشكل (٤) .

5) ماالفائد المرجوة من المنحى $(I_B - V_{BE})$ والمنحى $(I_C - V_{CE})$ لعمل الترانزستور كمكبر ؟ وضح ذلك

6) ما المقصود باستقرارية نقطة التشغيل للترانزستور ؟ وهل من الضروري تحقيقها ؟ ولمـــاذا ؟

7) ماهم العوامل التي تؤدي الى عدم استقرارية نقطة التشغيل للترانزستور ؟ عددها ثم بين ايهما اكثر تأثيراً .

8) ماالمقصود بدائرة الانحياز ؟ وهل هي ضرورية لعمل الترانزستور ؟ وضح ذلك

9) ارسم دائرة ترانزستور بانحياز ثابت ثم بين محاسن ومساوىء هذا النوع من الانحياز.

10) ماالمقصود بانحياز مجزىء الجهد ؟ ارسم الدائرة اللازمة ثم بين محاسن هذا النوع من الانحياز

11) هل يفضل ان تكون R_2 , R_1 في دائرة مجزىء الجهد ، كبيرتين ؟ وضح ذلك

12) ماهم المساوىء الخاصة بدائرة الانحياز الذاتي ؟ وكيف يتم معالجتها ؟ اشرح ذلك مع الرسم

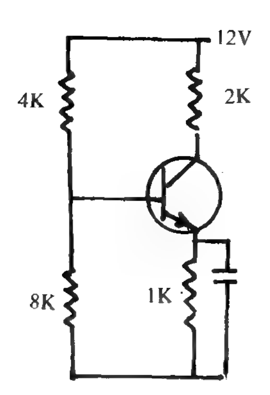
13) في الشكل (١٧) اشرح كيف تعمل R_B على تقليل مقاومة الادخال للدائرة وكيف يتم معالجته ؟

14) في دائرة انحياز الباعث هل هناك ضرورة لربط القاعدة الى مصدر خارجي ؟ ولماذا ؟ وضح بالتفصيل

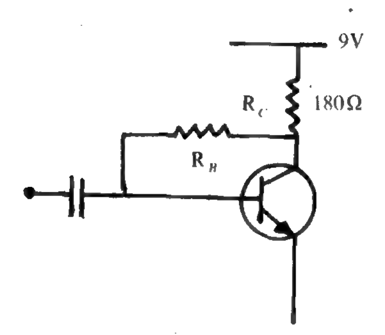
15) اذا كان V_B = صفراً في الدائرة – الشكل (١٩) فكيف لايحدث تشويه (قطع) في الموجة الخارجة ؟ وضح ذلك .

16) ماالمقصود بالتعويض ؟ وماسبب استخدامه ؟ وضح ذلك .

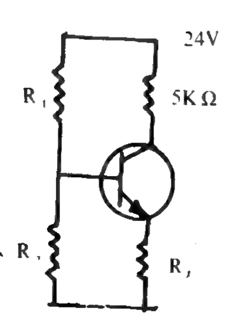
17) في مكبر الترانزستور ادناه احسب عامل الاستقرارية S اذا علمت ان $\beta = 90$ و $I_{CO} = 4\mu A$



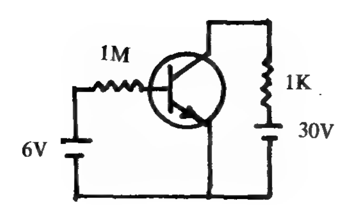
18) في الدائرة ادناه احسب R_B وعامل الاستقرارية S اللازمين لجعل نقطة التشغيل في منتصف خط الحمل



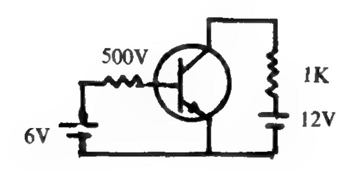
19) اذاكانت $\beta = 52$ و $V_{CE} = 12V$ و $I_C = 2mA$ فاحسب $R_E . R_1 . R_2$ التي تعطى $S = 4$



20) في الدائرة ادناه احسب كلا من $I_B . I_C$ عند درجتي الحرارة $25\ C . 55\ C$ اذا كان الترانزستور من السيلكون وكانت $\beta = 100 . I_{CBO} = 0.1\,\mu A$ عند $25\ C$



21) في الدائرة ادناه اذا كانت $V_{BE} = 0.25V$, $\beta = 200$ فاحسب I_C و V_{CE} عند $25°C$. اعد الحسابات عند $75°C$ (تزداد V_{BE} بـ $2mv$ لكل $10°C$ ارتفاع في درجة الحرارة) .



الفصل التاسع

تحليل دوائر الترانزستور

Analysis of Transistor Circuits

1 - 9 المقدمة :-

رأينا في الفصول السابقة ان وجود مصادر القدرة المستمرة في دائرة مكبر الترانزستور . يؤدي الى احداث التيارات والفولتيات الضرورية لعمل الترانزستور . من جهة أخرى تنتج مصادر الاشارات المتناوبة تموجات في تيارات وفولتيات دوائر مكبرات الترانزستور وبتصميم مناسب نستطيع تكبير الاشارات المتناوبة الداخلة .

ان ابسط طريقة لفهم عمل الترانزستور يكون عن طريق تحليل دائرة مكبر الترانزستور بتطبيق نظرية التراكب باسلوب خاص . أي تجزئة تحليل عمل دائرة الترانزستور الى قسمين تحليل D.c وتحليل A.c . بعبارة أخرى نأخذ جميع مصادر القدرة المستمرة في نفس الوقت ونحسب التيارات والفولتيات المستمرة الناتجة عنها ثم نأخذ . بعد ذلك . جميع مصادر القدرة المتناوبة ونحسب التيارات والفولتيات المتناوبة الناتجة عنها .

ان هذا الاجراء سيقود بالضرورة الى استبدال الترانزستور بنماذج او دوائر مكافئة تعبر عن السلوك المستمر والمتناوب للترانزستور ومن ثم استخدام هذه النماذج في تحليل عمل دوائر الترانزستور عند وجود التيارات المستمرة والاشارات المتناوبة وعلى التوالي .

ان مصطلح العمل مع الاشارات الصغيرة small-signal operation سوف يظهر طالما ان التغير في الفولتية والتيار يقع ضمن المنطقة الخطية لمنحنيات الخواص للترانزستور.

في هذه المنطقة يمكن اعتبار المتغيرات الخاصة بالترانزستور parameters ثابتة القيمة مما يسمح باستخدام نماذج تحتوي على هذه الثوابت . ان مفتاح تحليل الاشارة – الصغيرة small-signal analysis يكمن في استنباط دائرة مكبر الترانزستور وسوف لن يكون صعب المنال طالما ان استخدام نظرية تفنن Thevienin ونورتن Norton معروفتان . كما ان قانوني أوم وكيرشوف سيكونان في الطليعة عند تحليل هذه الدوائر المكافئة .

من جهة اخرى فان مصطلح العمل مع الاشارات الكبيرة large-signal operation يشير الى الحالة التي تكون فيها الفولتية الخارجة (v_0) اكبر من ٪ 10 من قيمة الفولتية المستمرة المجهزة V_{CC} . في هذه الحالة تكون خواص الترانزستور عرضة للتغير بسبب من التغيرات الكبيرة الحاصلة في الفولتيات والتيارات الناتجة . وعليه فان طريقة أخرى في التحليل . تأخذ في الحسبان هذه التغيرات . تدعى بطريقة التحليل البياني graphical analysis ستكون ضمن مواضيع هذا الفصل . هذه الطريقة تشتمل على استخدام منحنيات الخواص وخطي الحمل الـ D.c والـ A.c

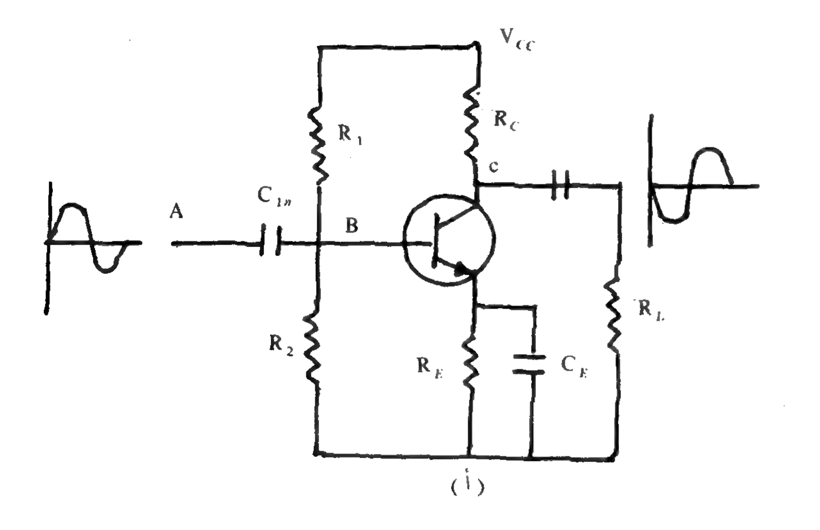
واخيرا فان هذا الفصل سيكون خاصا بتحليل دوائر مكبر الترانزستور لذا فانه يستحسن أن نبدأه بشرح مبادىء عمل دائرة نموذجية لمكبر الترانزستور .

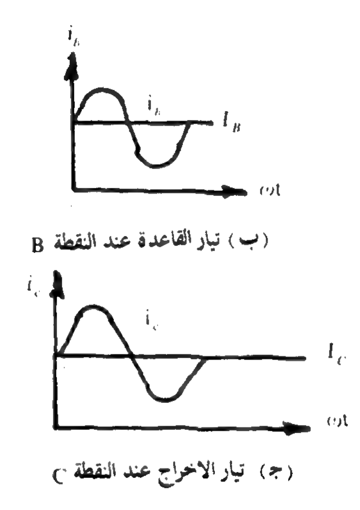
2 - 9 دائرة عملية لمكبر ترانزستور :–

يبين الشكل (١ أ) دائرة نموذجية لمكبر ترانزستور . في هذه الدائرة نستطيع أن نلاحظ ما يأتي :–

أ– دائرة الانحياز :– وتتكون من المقاومات R_1 . R_2 . R_E وتعمل المقاومتان R_1 . R_2 على تجزئة الجهد V_{CC} وتجهيز قاعدة الترانزستور بالفولتية والتيار المناسبين لعمل الترانزستور بحيث لا يسمح بحدوث التشوية (قطع) في الموجة الخارجة خلال النصف السالب من الموجة الداخلة . اما المقاومة R_E فتعمل على زيادة استقرارية عمل الترانزستور – راجع البند 4 8 من الفصل الثامن

ب– متسعة الادخال C_{in} :– تستخدم لأمرار الاشارة الداخلة الى قاعدة





الشكل (١) دائرة مكبر ترانزستور.

الترانزستور وتعمل على منع الفولتية المستمرة – حول R_2 – من التأثير على مصدر الاشارة وكذلك عزل مقاومة المصدر المذكور من التأثير على المقاومة R_2 . ذلك ان عدم وجود المتسعة سوف يجعل من مقاومة المصدر مربوطة حول R_2 وعلى التوازي . هذا ويتم حساب c_{1n} عادة من العلاقة

$$x_{C_{1n}} = \frac{z_{1n}}{10} \qquad \ldots (1)$$

$$\frac{1}{2\pi f c_{1n}} = \frac{1}{\omega c_{1n}} = x_{c1n} ,$$

حيث تمثل z_{1n} ممانعة الادخال لدائرة المكبر و
وأن f تؤخذ على اساس انها تساوي 50 هرتز .

جـ– متسعة الامرار C_E :– وتتراوح قيمتها عادة مابين 40 الى 100 مايكروفراد وتربط على التوازي مع R_E وتعمل على امرار الاشارات المتناوبة المكبرة ، التي تظهر حول R_E ، الى الارض وبهذا تقلل من تأثير التغذية الخلفية السالبة ، حيث تعمل هذه الاخيرة على خفض الكسب للمكبر بدرجة كبيرة – راجع البند (٨٠٤) من الفصل الثامن – ولكنها لاتؤثر على شروط الـ D.C .

من المرغوب فيه عمليا الا تكون ممانعة المتسعة C_E اكبر من $\left(\frac{1}{10}\right)$ من قيمة المقاومة R_E عند اوطأ تردد يراد للترانزستور ان يعمل عنده وعليه فأنه يمكن حساب C_E من العلاقة :

$$\frac{1}{\omega C_k} = \frac{R_E}{10}$$

حيث ان $2\pi f = \omega$

د– متسعة الاقران C_c :– تستخدم هذه المتسعة عادة في المكبرات المتعددة المراحل – انظر الفصل الثامن – وتعمل على اقران مرحلة تكبير بمرحلة لاحقة . تعمل هذه المتسعة على منح تأثير الفولتية V_{CE} على قاعدة ترانزستور المرحلة اللاحقة وكذلك تأثير R_C ، على دائرة انحياز هذه المرحلة (في حالة عدم وجود C_c تكون R_c مربوطة على التوازي مع R_{in} للمرحلة اللاحقة) . ومن هنا فأن C_c تحافظ على شروط الـ D.C للمرحلة اللاحقة (تمنع تأثير V_{CE} للمرحلة السابقة من التأثير على قاعدة الترانزستور للمرحلة اللاحقة) ولكنها تسمح بمرور الاشارات المتناوبة من مرحلة الى أخرى .

هـ- مركبات التيار المختلفة :- انه لمن المفيد ان نذكر ثانية التيارات السارية في دائرة الترانزستور عند وجود الفولتيات المستمرة والمتناوبة معا . هذه التيارات يوضحها الشكل (20 ب و ج) وهي :

1- تيار القاعدة : عند عدم وجود اشارة متناوبة في دائرة القاعدة فان التيار المستمر I_B سوف يسري في هذه الدائرة بسبب من وجود دائرة الانحياز . اما في حالة تسليط الاشارة المتناوبة (A.c) فان تياراً متناوبا (i_b) سيسري هو الاخر وعليه فان تيار القاعدة الكلي i_B سيكون مساويا لـ

$$i_B = i_b + I_B \qquad \dots (2)$$

2- تيار المجمع :- تيار القاعدة المستمر I_B سوف يؤدي الى احداث تيار مجمع مستمر قدره βI_B كذلك يفعل التيار المتناوب للقاعدة i_b . وعليه فان تيار المجمع الكلي سيكون مساويا لـ

$$i_C = I_c + i_c \qquad \dots (3)$$

3- تيار الباعث :- من المعروف ان تيار الباعث يرتبط بعلاقة مع تيار القاعدة والمجمع وعليه فان تيار الباعث المستمر I_E (في حالة عدم تسليط فولتية متناوبة عند مدخل المكبر) سوف يكون مساويا لـ $I_B + I_c$. كذلك فان تيار الباعث المتناوب i_e عند وجود الاشارة المتناوبة ، هو $i_b + i_c$. وعليه فان تيار الباعث الكلي i_E سيكون مساوياً لـ

$$i_E = I_E + i_e \qquad \dots (4)$$

في معظم الاحيان حيث يكون تيار القاعدة صغيراً . يمكن اعتبار تيار الباعث مساويا لتيار المجمع . وأخيراً لابد لنا من الاشارة الى ان الموجة الخارجة على الرغم من أنها نسخة مكبرة من الموجة الداخلة . الا انها معكوسة الطور . اي ان الجزء الموجب من الموجة الداخلة اصبح سالبا والجزء السالب اصبح موجبا وبهذا فان فرق الطور بين الموجة الداخلة والخارجة في مكبر الباعث المشترك . يساوي 180° .

هذا واضح اذا علمنا ان الفولتية الخارجة المأخوذة من عند نقطة المجمع . تكون مساوية لـ

$$v_{ce} = V_{cc} - i_c R_c \qquad \dots (5)$$

أو أن

$$v_{ce} = V_{cc} - \beta i_b R_c \qquad \dots (6)$$

على اعتبار ان $\beta = \beta_{a \cdot c}$ وبذلك فان اي زيادة في i_b – خلال النصف الموجب من الموجة الداخلة – سوف يؤدي الى نقصان في قيمة v_{ce} وان اي نقصان في i_b – خلال النصف السالب من الموجة الداخلة – سيؤدي الى زيادة v_{ce} . وهكذا تكون الفولتية الخارجة معاكسة في الطور للموجة الداخلة .

3 – 9 الدوائر المكافئة المستمرة والمتناوبة :

—A.C and D.C Equivalent Circuits :

ذكرنا فيما سبق انه بالامكان استخدام نظرية التراكب وبطريقة خاصة ، لايجاد الدوائر المكافئة الـ D.C والـ A.C لدائرة الترانزستور . وفيما يأتي الخطوات الواجب اتباعها للحصول على هذه الدوائر المكافئة :–

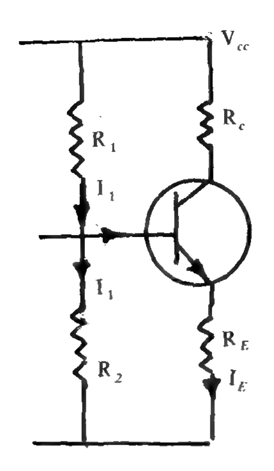
أ – الدوائر المكافئة الـ d.c :– يفترض عند ايجاد دوائر الـ D.C المكافئة لدائرة الترانزستور عدم وجود اشارة متناوبة وعليه فانه يؤخذ بالاعتبار استجابة دائرة الترانزستور للفولتية المستمرة فقط . من هنا فان كل المتسعات سوف تعد دوائرمفتوحة بسبب ان المتسعة لاتمرر الفولتية اصلا . وبهذا فان رسم دائرة الـ D.C المكافئة يتم عن طريق :

1 – اختزل كل المصادر المتناوبة الى الارض .

2 – افتح كل المتسعات المربوطة مع الدائرة .

والدائرة الباقية هي التي تهم عند احتساب التيارات والفولتيات المستمرة . لهذا السبب ، ندعو هذه الدائرة بالدائرة المكافئة المستمرة d.c equivalent circuit . وباستخدام هذه الدائرة نحسب كافة التيارات والفولتيات المستمرة التي نهتم بها . وبتطبيق هاتين الخطوتين على الدائرة في الشكل (1) نحصل على الدائرة المكافئة الـ D.C في الشكل (2) .

ب – الدوائر المكافئة الـ a.c :– من المتوقع ان تكون مجهزات الفولتية المستمرة غير ذات أهمية بالنسبة الى دوائر A.C المكافئة لمكبرات الترانزستور وعليه فان هذه المصادر سوف تقصر الى الصفر . كذلك هو ومعروف ان قيم المتسعات المستعملة بنوعيها (الاقران والامرار) في دوائر المكبرات . تكون كبيرة اي بممانعة صغيرة . لذا فانها تعد دوائر قصر short circuit بالنسبة للاشارات المتناوبة . من هنا فان ايجاد الدائرة المكافئة الـ A.C يتم بوساطة .

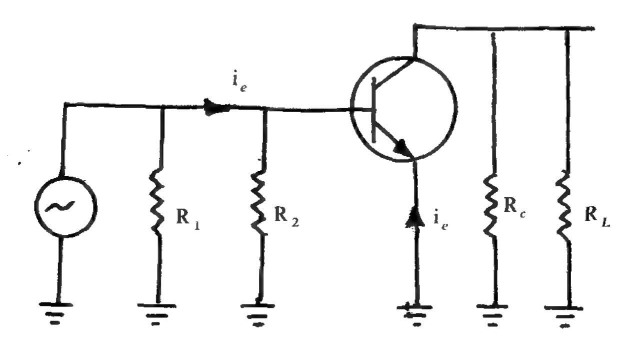


الشكل (٢) الدائرة المكافئة الـ D·C للدائرة في الشكل (١)

1- اختزل كافة المصادر المستمرة الى الصفر .
2- اقصر كافة متسعات الإقران والامرار .

وتكون الدائرة الباقية هي التي تهم عند احتساب التيارات والفولتيات المتناوبة . ولهذا السبب تدعى هذه الدائرة بالدائرة المكافئة المتناوبة a·c equivalent circiut وباستخدام هذه الدائرة نحسب كافة التيارات والفولتيات المتناوبة التي نهتم بها .

وبتطبيق هاتين الخطوتين على الدائرة في الشكل (1) نحصل على الدائرة المكافئة الـ a.c في الشكل (3) .

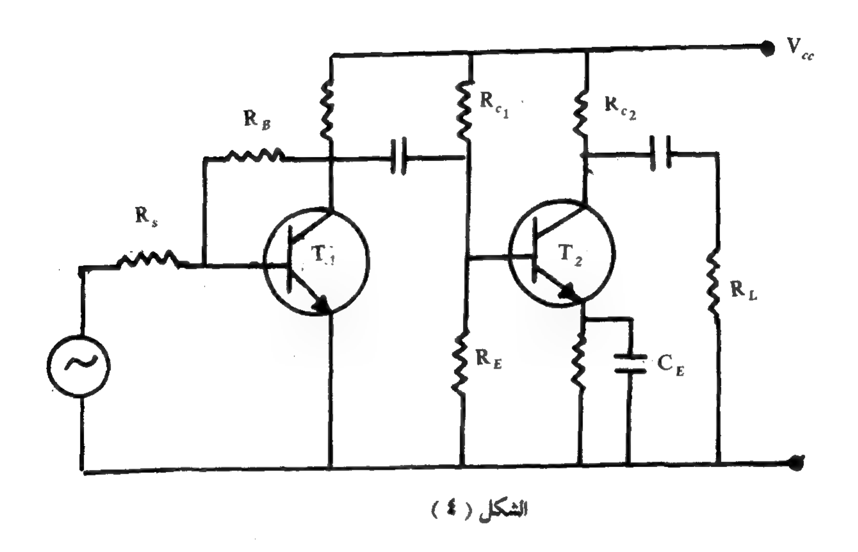


الشكل (٣) الدائرة المكافئة الـ a c للدائرة في الشكل (١) .

وبهذا فان التيار الكلي في أي فرع من فروع الدائرة - الشكل (١) - هو حصيلة للتيار المستمر والتيار المتناوب في ذلك الفرع وكذلك هو الحال بالنسبة للفولتية عبر اي فرع فيها .

مثـال :-

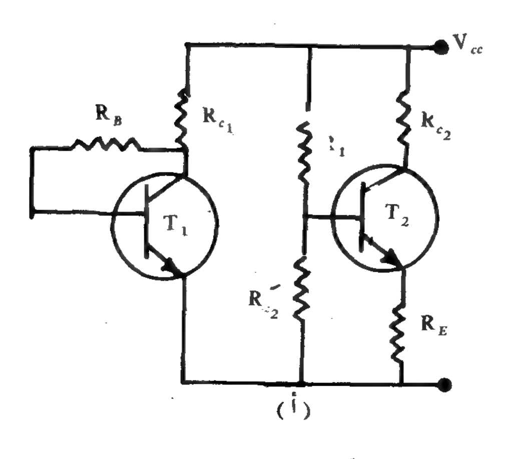
ارسم الدائرة المكافئة المستمرة والمتناوبة لمكبر الترانزستور في الشكل (4) .



الشكل (٤)

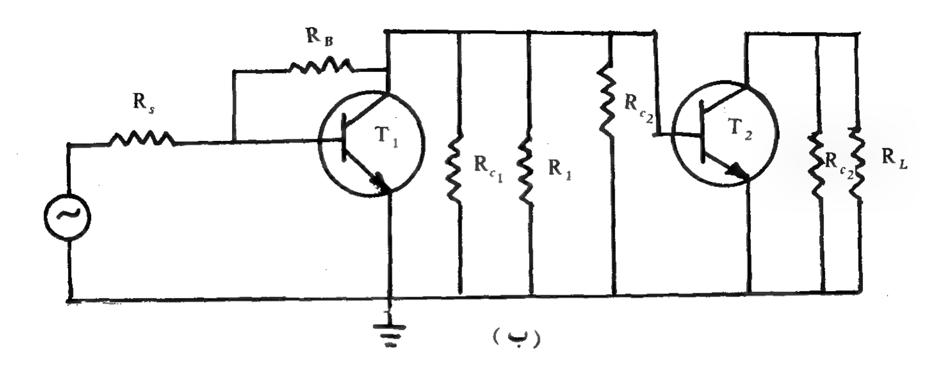
الحـل :-

الدائرة المكافئة المستمرة هي :



الشكل (٥)

اما الدائرة المكافئة المتناوبة فهي :



(ب)

الشكل (٦)

4 – 9 التحليل البياني : Graphical Analysis

خطي الحمل المستمر والمتناوب A.C and D.C load line :– توضح مميزات الخروج للترانزستور العلاقة بين V_{CE} و I_C وعليه فانها تصبح اداة مفيدة للتعريف بقيمة فولتية الركبة knec voltage وكيفية تغير I_C مع V_{CE} وكذلك حساب عامل التكبير β وممانعة الادخال والاخراج وأخيراً فولتية الانهيار. هذه المعلومات تصبح كلها لازمة عند التعامل مع دوائر الترانزستور من حيث التصميم اومن حيث التعرف على طبيعة عمل هذه الدوائر.

على اية حال ، يمكن الحصول على نفس المعلومات بطريقة أبسط وبشكل مختصر وذلك عن طريق تمثيل العلاقة الرياضية بين I_C و V_{CE} بيانيا . هذه العلاقة كما هومعلوم ، هي خطية لذا فانه يمكن تمثيلها بوساطة خط مستقيم على منحنيات خواص الاخراج . هذا الخط يدعى بخط الحمل load line وعليه فان النقاط الواقعة على هذا الخط تمثل كل قيم V_{CE} و I_C الممكنة .

وحيث أن لأي دائرة مكبر ترانزستور – كما اسلفنا – دائرتي تكافؤ مستمرة ومتناوبة فان هناك نوعين من خطوط الحمل : خط الحمل المستمر d.c load line وخط الحمل المتناوب a.c load line .

أ – خط الحمل المستمر d.c load line :– وكما اسلفنا فان خط الحمل المستمر يمثل كافة نقاط العمل الممكنة . النهاية العليا لخط الحمل المستمر تسمى بنقطة الاشباع saturation point ويمكن استخراجها من معرفة انه لو كان الترانزستور في حالة اشباع في الشكل (١ أ) فان فولتية المصدر V_{CC} ستظهر كلها عبر R_C و R_E – انظر الدائرة المكافئة المستمرة في الشكل (٢) ب أي ان

$$V_{CE} = 0$$

......

او أن

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \tag{7}$$

من جهة أخرى تسمى النهاية السفلى من خط الحمل المستمر بنقطة القطع ويمكن استخراجها من معرفة أنه لو كان الترانزستور في الشكل (١ أ) في حالة قطع فستظهر كل فولتية المصدر V_{CC} عبر طرفي المجمع – باعث أي ان

$$I_C = 0$$

......او ان

$$V_{CE} = V_{CC} \tag{8}$$

ب – خط الحمل المتناوب a.c load line :– يلاحظ في الشكل (٢) – الدائرة المكافئة المستمرة – أن R_L قد اهملت على الرغم من انها موجودة اصلا في دائرة المكبر الشكل (١) . ان السبب في ذلك يعود في الحقيقة الى كون جميع المتسعات ومن ضمنها متسعة الاقران ، دوائر مفتوحة عند استخراج الدائرة المكافئة المستمرة . وعليه فان مقاومة الحمل المستمر الذي يراها المجمع هو R_C فقط والحمل المستمر الذي يراه الباعث هو R_E . وعلى هذا الاساس ومن خلال الدائرة المستمرة المكافئة ، تم ايجاد نقطتي النهاية (الاشباع والقطع) التابعين لخط الحمل المستمر ثم رسمه .

من جهة اخرى ، نلاحظ أن R_L تكون ضمن الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (٣) – وعليه فان الحمل المتناوب الذي يراه المجمع هو $r_c = R_c \| R_L$ والحمل المتناوب الذي يراه الباعث هو r_E . ذلك ان استخدام متسعات الاقران والامرار يعني ان r_C قد تختلف عن R_C وان r_E قد تختلف عن R_E .

لاضافة خط الحمل المتناوب الى منحنيات الخواص نحتاج مرة أخرى لايجـاد نقطتي نهاية :- الاولى تمثل اقصى قيمة لفولتية المجمع - باعث $v_{CE(max)}$ والثانية تمثل اقصى قيمة لتيار المجمع $i_{c(max)}$. على أية حال ، عندما تسوق اشارة ما مكبرا فانها تسبب تغيرات في تيار وفولتية المجمع بحيث ان التيار الكلي للمجمع يصبح مساويا - انظر المعادلة (3) - لـ

$$i_C = I_c + i_c$$

حيث يمثل I_C مركبة التيار المستمر الناتج عن وجود مصدر الفولتية المستمرة ويمثل i_c مركبة التيار المتناوب الناتج عن تسليط الفولتية المتناوبة عند مدخل دائرة مكبـر الترانزستور .

الآن وعلى فرض ان I_C عند نقطة التشغيل - Q هو I_{CQ} فان i_c - انظر الدائرة المكافئة المتناوبة - يكون مساويا لـ $\frac{V_{CEQ}}{r_C}$ ، حيث ان V_{CEQ} هي الفولتية المستمرة عن النقطة - Q . لذا فان

$$i_{C(max)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_C} \qquad \dots (9)$$

أو بصورة عامة

$$i_{C(max)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_C + r_E} \qquad \dots (10)$$

نلاحظ ان المعادلة (10) تقود الى المعادلة (9) اذا كانت r_E = صفراً .

كذلك فان الفولتية الكلية للمجمع v_{CE} - في حالة تسليط اشارة ادخال متناوبة - تكون مساوية لـ $v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$

حيث تمثل V_{CE} فولتية المجمع - باعث المستمرة v_{ce} فولتية المجمع - باعث المتناوبة . عند النقطة - Q تكون V_{CE} مساوية لـ V_{CEQ} اما v_{CE} فتكون مساوية لـ

$$v_{CE} = I_{CQ}\, r_c$$

أو ان

$$v_{CE(max)} = V_{CEQ} + I_{CQ}\, r_c \qquad \dots (11)$$

او بصورة عامة تكون

$$V_{CE(max)} = V_{CEQ} + I_{CQ}(r_c + r_E) \quad \dots (12)$$

مرة أخرى تقود المعادلة (12) الى المعادلة (11) في حالة كون r_E = صفراً .

مثـال :-

في الدائرة المبينة في الشكل (٧) اذا كانت $R_1 = 10$ كيلواوم و $R_2 = 5$ كيلواوم و $R_C = 1$ كيلوأوم و $R_E = 2$ كيلواوم و $R_L = 1$ كيلوأوم . فأرسم

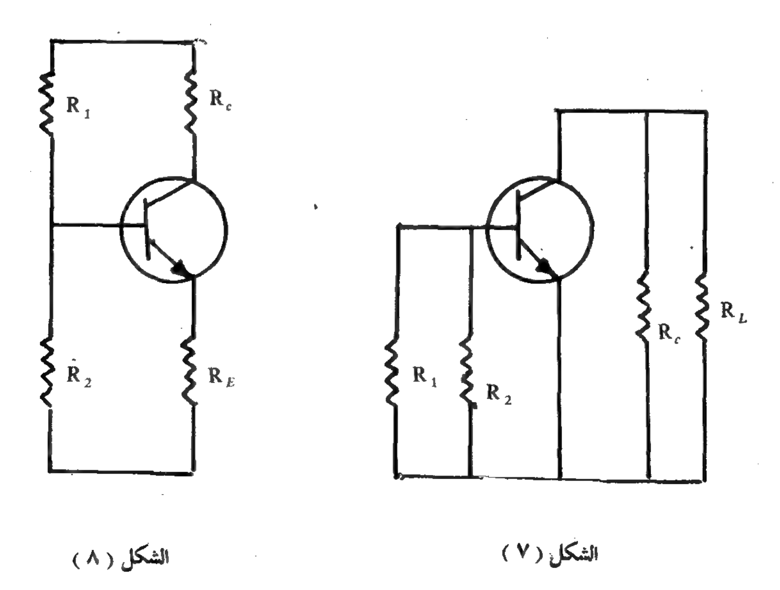
أ- خط الحمل الـ d.c .

ب- جد نقطة الشغل - Q . افترض ان $V_{BE} = 0.7$ فولت .

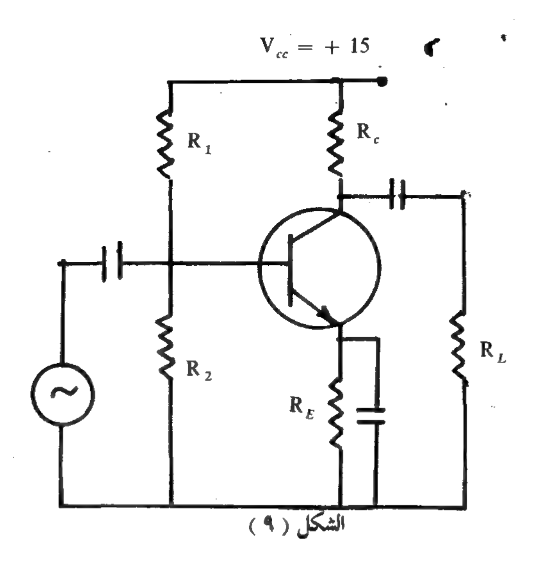
جـ- خط الحمل الـ a.c .

الحـل :-

لايجاد خط الحمل المستمريلزمنا رسم الدائرة المكافئة المستمرة - الشكل (٨) . في هذا الشكل نجد ان $I_{c(max)}$ ستكون مساوية لـ



الشكل (٨) الشكل (٧)



الشكل (٩)

$$I_{c(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{15}{(1+2)\,K\Omega} = 5mA$$

كذلك فأن اقصى قيمة تصلها V_{CE} هي

$$V_{CE} = V_{CC} = 15V$$

وبهذا يتم رسم خط الحمل بين النقطتين (0,5) و(15,0) – انظر الشكل (١٠) .

ب – نقطة الشغل – Q :– يتم تعين نقطة الشغل – Q على خط الحمل اما عن طريق ايجاد قيمة I_B المار في الدائرة ومن ثم نقطة تقاطع I_B هذا مع خط الحمل اوعن طريق ايجاد I_{CQ} و V_{CEQ} وستأخذ هنا بالثانية .

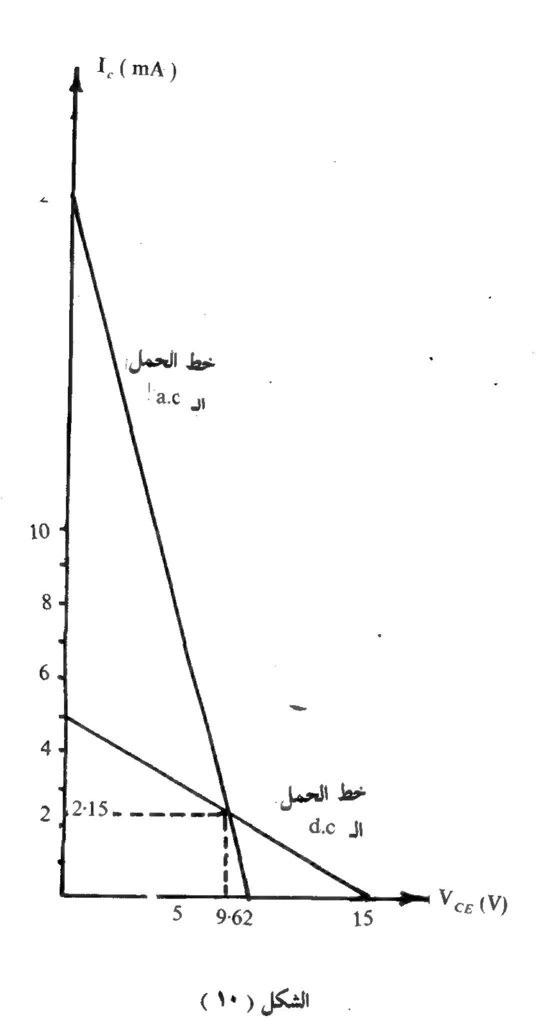
لدينا – انظر الشكل (٧) – أن

$$V_2 = V_{BE} + I_E R_E$$

اوان

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_2}$$

وحيث أن



الشكل (١٠)

$$V_2 = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{18 \times 5K\Omega}{(5 + 10)K\Omega} = 5V$$

وعليه فأن

$$I_E = \frac{5 - 0{\cdot}7}{2K\Omega} = 2{\cdot}15 \text{ mA}$$

ذكرنا أن $I_C \approx I_E$ وعليه فان

$$I_{CQ} = I_C = 2{\cdot}15 \text{ mA}$$

من المعادلة

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

نجد ان

$$V_{CEQ} = V_{CE} = 15 - 2{\cdot}15 \text{ mA} (1 + 2) \text{K}\Omega = 8{\cdot}55 \text{ V}$$

وبهذا فان احداثيات نقطة التشغيل – Q هي (2·15 و 8·55) – انظر الشكل (10) .

جـ– لايجاد خط الحمل المتناوب يلزمنا ايجاد الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (9) . في هذه الدائرة نجد ان r_E = صفراً وان r_c تكون مساوية لـ

$$r_c = R_c \parallel R_L = \frac{1 \times 1}{1 + 1} = 0{\cdot}5 \text{ K}\Omega$$

وباستخدام المعادلتين (٩ و 11) نجد أن

$$i_{c(max)} - 2{\cdot}15 + \frac{8{\cdot}55}{0{\cdot}5} = 19{\cdot}25 \text{ mA}$$

و

$$v_{CE} = 8{\cdot}55 + 2{\cdot}15 \text{ mA} \times 0{\cdot}5 \text{ K}\Omega = 9{\cdot}62 \text{ V}$$

وبهذا يتم رسم خط الحمل المتناوب بين النقطتين (19·25 و 0) و(0 و 9·62) – انظر الشكل (10) .

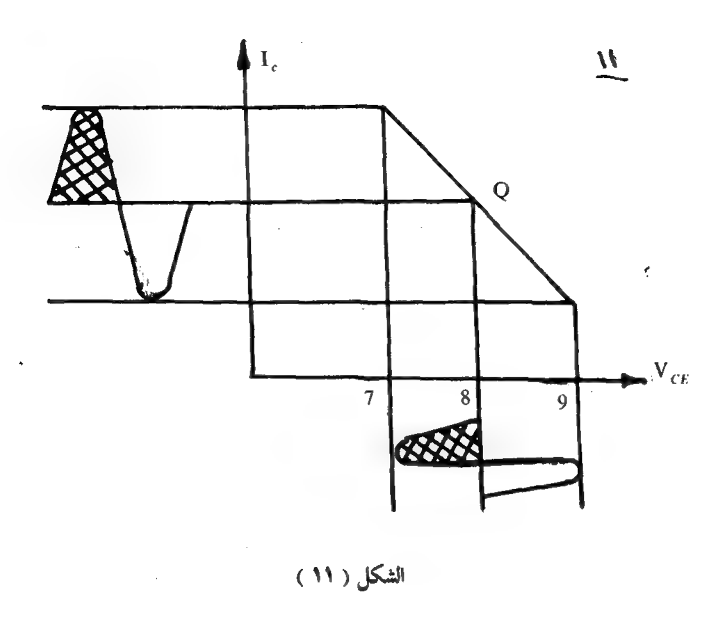
مثـال :–

في دائرة مكبر ترانزستور كانت نقطة التشغيل Q مثبتة عند $I_{CQ} = 1$ ملي أمبير و $V_{CEQ} = 8$ فولت . عند تسليط اشارة متناوبة فان تياراً وفولتية المجمع سوف تتغير حول هذه النقطة بحيث يصبح تيار وفولتية المجمع خلال النصف الموجب من الاشارة 1·5 ملي أمبير و 7 فولت وعلى التوالي . اما خلال النصف السالب من الاشارة فان I_C يصبح مساويا لـ 0·5 ملي امبير و $V_{CE} = 9$ فولت . وضح ماجاء اعلاه بيانيا .

الحـل :–

يوضح الشكل (١١) مجمل العملية كلها فقد تم رسم جزء من خط الحمل المتناوب بحيث يمر بالنقطة (1mA و 8V) التي تمثل نقطة الشغل – Q وكذلك قيمتي كل من تيار المجمع وفولتية المجمع مع كون الاشارة المسلطة تساوي الصفر . خلال النصف الموجب من الموجة يلاحظ أن قيمة I_c تتغير من 1 ملي أمبير الى 1·5 ملي أمبير وكذلك قيمة V_{CE} تتغير من 8 فولت الى 7 فولت . اما خلال النصف السالب فأن I_c يتغير من

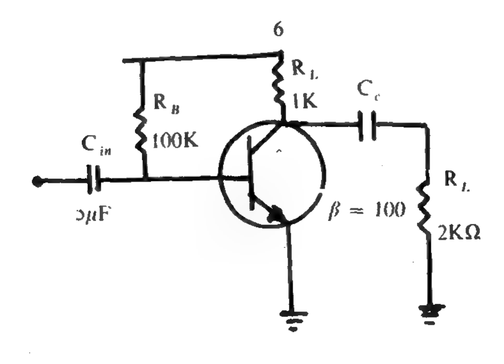
1 ملي أمبير الى 0·5 ملي أمبير أما V_{CE} فأنه يتغير من 8 فولت الى 9 فولت – انظر الشكل (١١) .



الشكل (١١)

مثـــال :ـــ

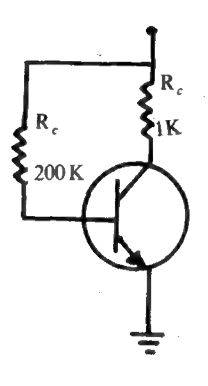
في الدائرة ادناه وضح بيانيا شكل وحجم الموجة الخارجة بدون قطع ثم علق على النتيجة .



الشكل (١٢)

نحتاج هنا لمعرفة شكل وحجم الموجة أن نرسم خطي الحمل الـ d.c والـ a.c . من الاول نتعرف على موقع Q . ومن الثاني نتعرف على حجم وشكل الموجة الخارجة .

أ- خط الحمل المستمر ونقطة الشغل Q :- يوضح الشكل (١٣) الدائرة المكافئة المستمرة ، ومن هذه الدائرة نجد أن



الشكل (١٣)

$$I_{c(min)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{6}{1K\Omega} = 6mA$$

كذلك فان

$$V_{CE(max)} = V_{CC} = 6V$$

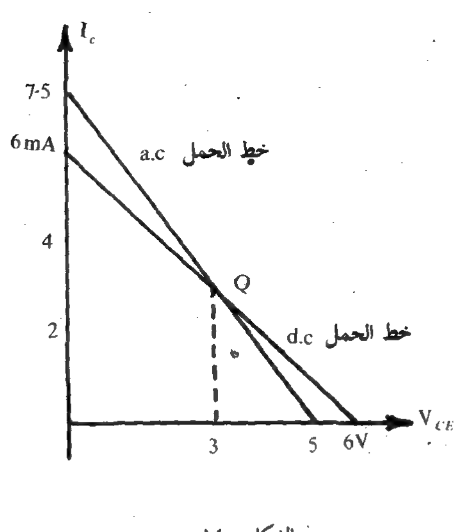
ويبين الشكل (١٤) خط الحمل المستمر . لتعين النقطة - Q يلزمنا حساب I_c التي يعمل عندها الترانزستور في المنطقة الفعالة وحيث انه لايمكن حساب I_c في هذه الحالة لذا فان تعين Q يتم من تقاطع I_B المار في المقاومة R_B . مع خط الحمل المستمر اومن ايجاد I_{CQ} بعد ايجاد I_B حيث ان قيمة β معلومة .
لدينا أن

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \simeq \frac{6}{200\ K\Omega} = 30\ \mu A$$

لذا فان

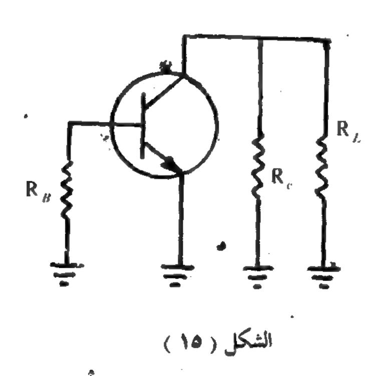
$$I_C = \beta I_B = 100 \times 30\ \mu A = 3\ mA$$

يبين الشكل (١٤) نقطة تقاطع I_B مع خط الحمل المستمر : النقطة - Q .



الشكل (١٤)

ب- خط الحمل المتناوب :- لايجاد المقاومة المكافئة r_c يلزمنا رسم الدائرة المكافئة - الشكل (١٥) . في هذه الدائرة نجد أن



الشكل (١٥)

$$r_c = R_c \parallel R_L = \frac{1 \times 2}{1 + 2} = 667\ \Omega$$

ومن معرفة r_C و V_{CEQ} ، نستخرج قيمة i_c . حيث أن

$$i = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c}$$

$$= 3 + \frac{3}{667} = 7{\cdot}5\ \text{mA}$$

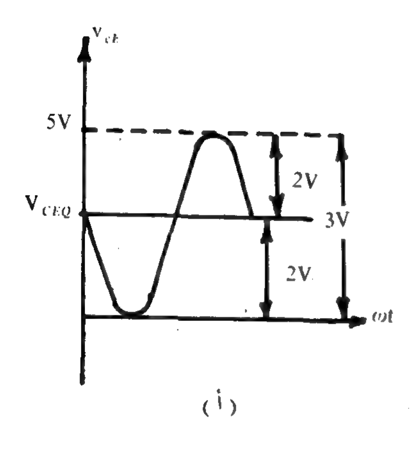
كذلك نجد ان

$$v_{CE} = V_{CEQ} + I_{CQ}\, r_C$$

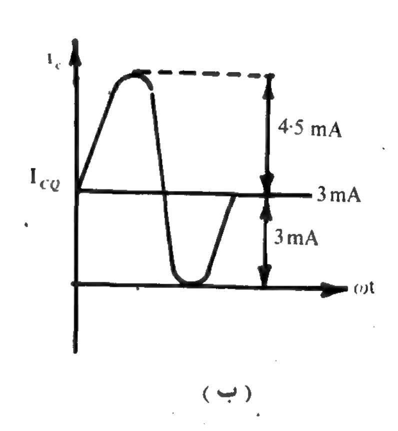
اي ان

$$v_{CE} = 3 + 3mA \times 0{\cdot}667K = 5V$$

وباستخدام هاتين القيمتين يتم رسم خط الحمل المتناوب – انظر الشكل (١٤) وعليه فان حجم الموجة الخارجة من غير تشويه ، يكون متناوبا لـ 5 فولت حيث ان هذه الموجة تتغير كما في الشكل (١٦) .



(أ)



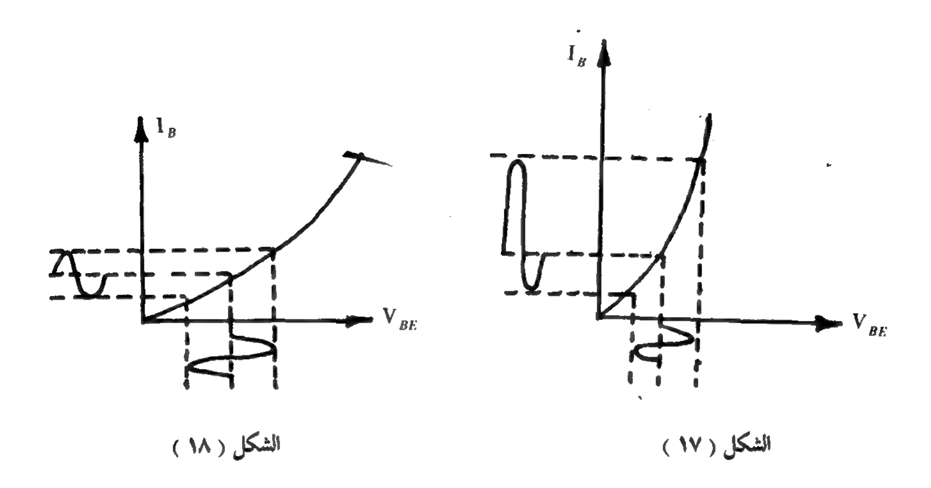
(ب)

الشكل (١٦)

· يلاحظ من الشكل (١٦ أ) ان الموجة غير متناظرة . وهذا يعود بالاساس الى عدم التناظر في تيار المجمع – انظر الشكل (١٦ ب) . ان عدم التناظر في I_C يعود اصلا الى التشويه الحاصل في تيار القاعدة بسبب من عدم خطية العلاقة بين I_B و V_{BE} – انظر الشكل (١٧) .

لمعالجة هذه الحالة يتم ربط مصدر للفولتية (اي مصدر بمقاومة دخول (R_s) عالية) بدلا من مصدر للتيار (مقاومة ادخاله تكون واطئة) . ان ربط مقاومة ادخال كبيرة

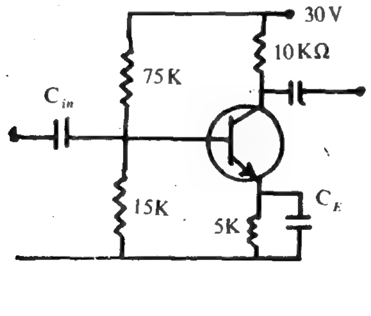
علـى التوالي مـع قاعـدة الترانزستور سـوف يعمل على تقليل عـدم الخطية في منحـى $(I_B - V_{BE})$ – انظر الشكل (١٨) .



الشكل (١٧)　　　　الشكل (١٨)

مثـال :–

في الدائرة ادناه – الشكل (١٩) – وضح بيانيا شكل وحجم الموجة الخارجة ثم علق على النتيجة .



الشكل (١٩)

الحـل :–

سنقوم اولا برسم خطي الحمل الـ d.c والـ a.c وتعين النقطة – Q ومنها تستطيع أن نتبين شكل وحجم الموجة الخارجة .

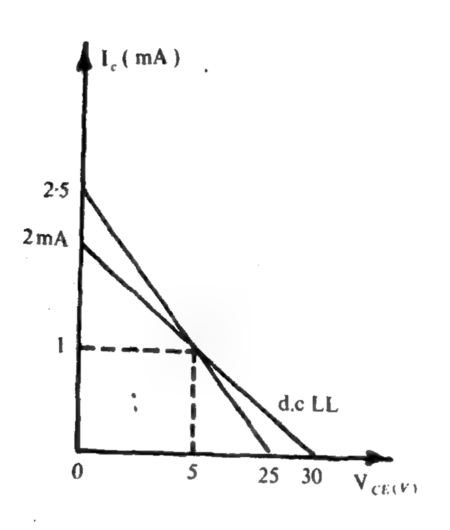
أ- خط الحمل المستمر :- في الدائرة المكافئة المستمرة الشكل (٢٠) ، نجد ان

$$I_{c(max)} = \frac{30}{10 + 5} = 2mA$$

كذلك نجد أن

$$V_{CE(max)} = V_{CE} = 30V$$

يبين الشكل (٢٠) خط الحمل المستمرويتم تعيين نقطة التشغيل - Q عن طريق ايجاد I_{CP} و V_{CEQ} بالطريقة الآتية :



الشكل (٢٠)

$$V_2 = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_4 + R_2} = \frac{15 \times 30}{15 + 75} = 5V$$

ومنها نجد

$$V_E = V_2 - V_{BE} \simeq 5V$$

وعليه فأن

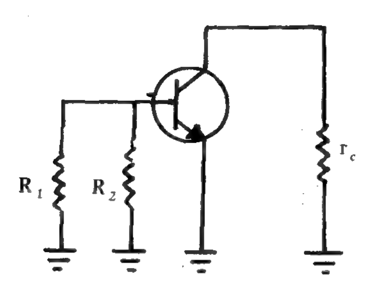
$$I_E \simeq \frac{5}{5K\Omega} = 1 mA$$

وحيث ان $I_E \simeq I$ لذا فأن

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$
$$= 30 - 1mA \times 15 K\Omega = 15V$$

مما جاء اعلاه يتبين لنا أن $I_{CQ} = 1$ ملي أمبير وان $V_{CEQ} = 15$ فولت ومنها يتم تعيين النقطة – Q .

ب – خط الحمل المتناوب :– في الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (٢١) – لدينا أن



الشكل (٢١)

$$r_c = R_c = 10K\Omega$$

عليه فان

$$i_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} = 1 + \frac{15}{10} = 2.5mA$$

كذلك

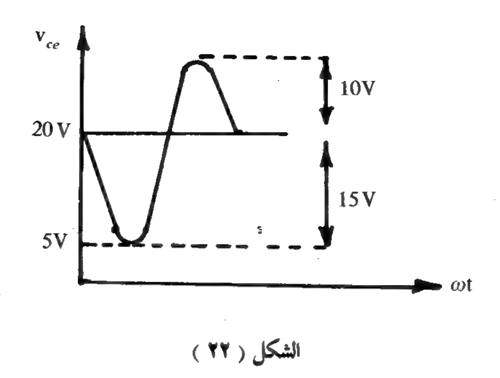
$$v_{CE} = 15 + 1mA \times 10K = 25V$$

يبين الشكل (٢٠) خط الحمل المتناوب .

جـ – التعليق : من نقطتي النهاية لخط الحمل الـ a.c يتبين لنا أن فولتية الموجة الخارجة تتحدد بـ 25 فولت . وحيث ان هذه الموجة تؤخذ من عند نقطة المجمع وبما ان الفولتية المستمرة V_C أنظر الشكل 19 – لاتساوي V_{CE} وانما تساوي

$$V_c = 30 - I_c R_c = 30 - 1\text{ mA} \times 10\text{ K}\Omega = 20V$$

فان الفولتية الخارجة سوف تتغير حول هذه القيمة (20V) – انظر الشكل 22 مع الاحتفاظ بقيمتها (25) فولت . في هذا الشكل هناك نقطتان جديرتان بالملاحظة .



الشكل (٢٢)

أ- عدم التناظر في شكل الموجة ويمكن معرفة السبب بالرجوع الى المثال السابق

ب- عدم وصول الجزء السالب من الموجة الخارجة الى الصفر دائما الى 5 فولت وذلك بسبب من وجود المتسعة التي تحتفظ بالفولتية الا في حالة كون تردد الموجة الداخلة واطئاً . في هذه الحالة يمكن للمتسعة ان تفقد شحنتها وعندئذ يمكن للجزء السالب من الموجـة الخارجة ان يصل الى الصفر .

وأخيراً لابد لنا من ان نذكر ان المقادير الاساسية الاخرى التي تميز عمل دائرة الترانزستور ممانعتي الدخول والخروج وكذلك الكسب في الفولتية والتيار وغيرها ، يمكن ايضا حسابها واستخراجها من منحنيات الخواص والمثال الآتي يوضح ذلك .

مثـــال : -

أفرض ان لدينا دائرة مكبر ترانزستور مع مميزات الخروج والدخول المبينة في الشكلين (٢٣ و ٢٤) على التوالي . احسب (أ) ممانعتي الادخال والاخراج (ب) الكسب في التيار والفولتيـــة .

الحـــل : -

من معاينة هذه المميزات نجد أن

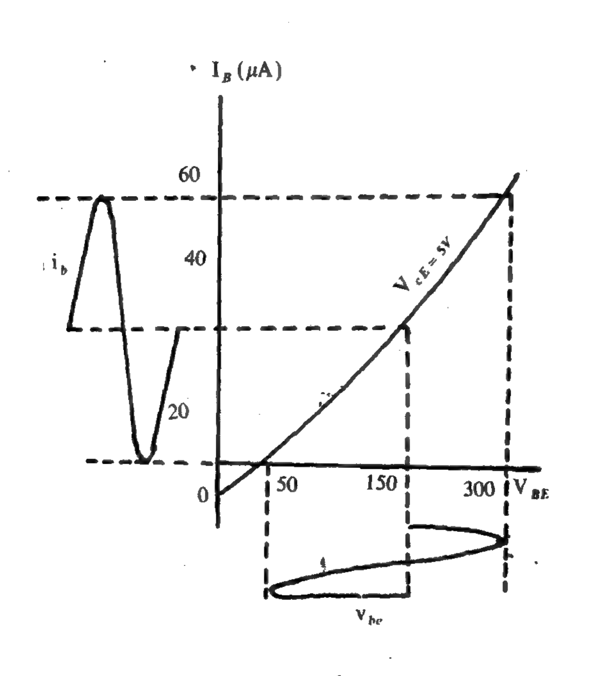
أ - $Z_{1n} = \frac{260 \times 10^{-3}}{80 \times 10^{-6}} = 3250\Omega$

$$Z_o = \frac{10 - 5}{(2.5 - 2)\,10^{-3}} = \frac{5}{0.5} \times 10^3 = 10^4\ \Omega$$

ب- $A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{10}{260} \times 10^3 = 39$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{5 \times 10^{-3}}{80 \times 10^{-6}} = 62.5$$

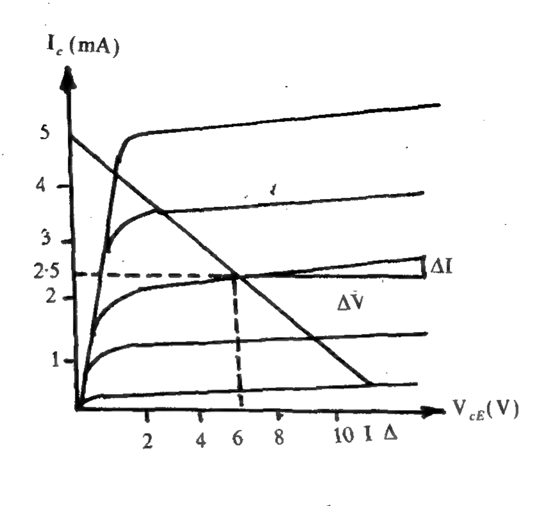
$$A_p = A_v A_i = 62.5 \times 39 =$$



الشكل (٢٣)

أو بطريقة اخــرى

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{0.5\, i_c\, v_{ce}}{0.5\, i_b\, v_{be}} = \frac{5 \times 10^{-3} \times 10}{80 \times 260 \times 10^{-9}} =$$



الشكل (٢٤)

انموذج الاشارة الصغيرة للترانزستور (القاعدة – المشتركة) : –

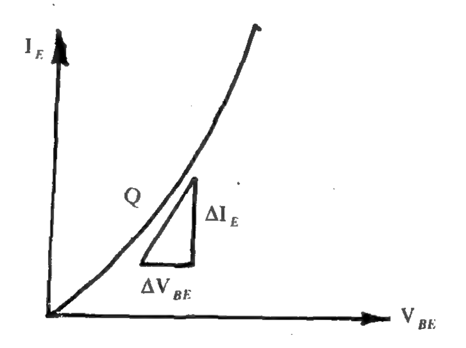
Small-Signal Transistor Model (Common-base) 9 – 5

رأينا فيما سبق كيف انه كان بالامكان التعرف على السلوك الكمي quantitave behaviour (تحديد حجم الاشارة الداخلة والخارجة وكذلك الحصول على المعلومات عند حدوث التشويه في شكل الموجة ... الخ) لمكبر الترانزستور باستخدام منحنيات الخواص . وعلى الرغم من كل هذا فان هذه الطريقة في تحليل الدوائر تبدو مملة لما تتطلبه من تدقيق في تحديد واختيار القيم المناسبة لاجراء الحسابات اللازمة . فضلاً عن ذلك فان هذه المنحنيات تكون خاصة بنوع معين من الترانزستورات وعليه فان هذه الطريقة تفتقد خاصية التعميم generality علاوة على ذلك فان الترانزستورات التي هي من نفس النوع قد تختلف من واحد الى آخر ومن هنا فان استمارة المواصفات سوف تحتوي على منحنيات الخواص التي تشير بشكل عام الى طبيعة سلوك هذا النوع من الترانزستورات .

من جهة اخرى فان التعرف على السلوك المتناوب للترانزستر بالطريقة البيانية ، يتم من خلال رسم خطي الحمل المستمر والمتناوب ونقطة العمل ولاتتعرض هذه الطريقة

للخواص الكهربائية او الفيزياوية للترانزستور . نتيجة لذلك ولأن الترانزستور يستعمل المنطقة الفعالة للتكبير ولخطية المنحنيات بصورة كافية* في هذه المنطقة لذا فقد اقترح إنموذج دائرة circuit model يستبدل الترانزستور ويعتمد على هذه الخاصية الخطية ومن هنا فان هذا النموذج يتكون اساساً من مجموعة من العناصر الخطية تكون أبسط فهما وأيسر تحليلا من العنصر الذي تمثله (الترانزستور) . هذه العناصر الموجودة عادة في الدوائر المكافئة هي المقاومات ومصادر الفولتية والتيـــار .

دعنا الآن نأخذ ترانزستور من نوع PNP بهيئة القاعدة المشتركة وقد تم تحيزه بحيث يعمل في المنطقة الفعالة للتعرف على السلوك المتناوب لهذا الترانزستور (سلوك الترانزستور مع الاشارات الصغيرة (small-signal behivour) يلزمنا أن نرسم خواص الادخال لهذه الدائرة : منحنى ثنائي مثالي يوضح العلاقة بين I_E و V_{BE} – أنظر الشكل (٢٥) .



الشكل (٢٥) حساب r_e من منحى الادخال .

نلاحظ في هذا الشكل أن تغيراً صغيراً ΔV_{BE} سوف يؤدي الى تغير صغير ΔI_C والذي يؤدي بدوره الى تغير صغير ΔI_E . لذا فان سلوك الاشارة الصغيرة هذا الترانزستور يمكن ان يوصــف بـــ

---

* لاحظ ان المسافات بين منحنيات الخواص ($I_c - V_{cE}$) لدائرة الباعث المشترك متساوية تقريبا .

** تصلح دائرة الترانزستور المكافئة هذه للترددات الواطئة فقط وفي نطاق الترددات العالية لابد من ان نأخذ فــي الاعتبار سعتي الباعث والمجمع .

$$v_{eb} = r_e i_e \qquad \ldots (13)$$

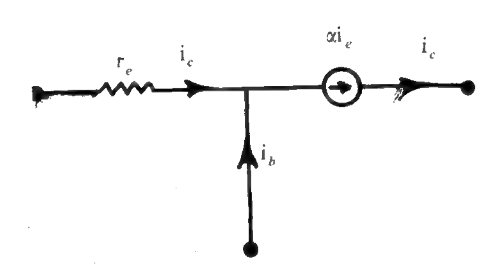
و

$$i_c = \alpha i_e$$

حيث أن r_e هي المقاومة الحركية لوصلة الباعث وتكون مساوية لـ

$$r_e = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} = \frac{v_{eb}}{i_e} \qquad \ldots (14)$$

من المعادلات اعلاه ومن قانون التيار لـكيـيرشوف نستطيع أن نتصور مايمكن ان تكون عليه الدائرة المكافئة المتناوبة للترانزستور – انظر الشكل (٢٦) .



الشكل (٢٦) الدائرة المكافئة للترانزستور .

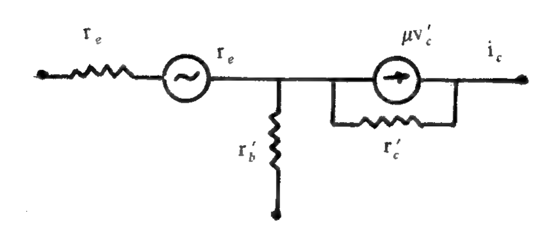
ولرب سائل يسأل : هل يعقل ان تكون الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (٢٤) – بهذه الصورة المبسطة ؟ والجواب نعم عندما يكون التردد اقل من (100 MHz) الا أن انموذج التردد الواطيء Low-frequency model للترانزستور يكون في الحقيقة اكثر تعقيدا . انظر الشكل (٢٧) .

في هذا الشكل تمثل الفولتية v_c' فرق الجهد عبر طبقة استنزاف المجمع . عندما تتغير فولتية المجمع يتغير عرض طبقة الاستنزاف مما يؤثر على تيار القاعدة قليلا . لأخذ هذا التأثير بالحسبان تضمنت دائرة الباعث المولد $\mu v_c'$. تقع قيمة المولد $\mu v_c'$ في مدى الملي فولت وبذلك يمكن اهماله . من ناحية أخرى تكون قيمة r_c' لمعظم الترانزستورات في مدى الميكا اوم وهي عالية بحيث يمكن اهمالها (لايمر فيها تيار يذكر) .

واخيراً قد يمكن أهمال r_b' وهذا يعتمد على مقدار تيار المجمع المستمر المار وغالبا ماتكون الفولتية المتناوبة عبر r_b' صغيرة لتيار مجمع في غضون ١٠ ملي أمبير او اقل .

وعلى العموم يكون الهبوط في الفولتية $i_b r'_b$ صغيراً بحيث يمكن أهماله .

بهذه التقريبات يتقلص الشكل (٢٧) الى الشكل (٢٦) فهذا هو تقريب الترانزستور المثالي . هذا النموذج على بساطته يطل على الافكار الرئيسة لعمل الترانزستور ، انه كاف لكثير من التحليل وتصميم دوائر الترانزستور .



الشكل (٢٧)

لاستعمال تقريب الترانزستور المثالي نحتاج الى معرفة المزيد عن r_e ، في الشكل (٢٥) بما أن r_e تساوي نسبة التغير في V_{BE} الى التغير في I_E لذا فان قيمتها تعتمد على موقع – Q . فكلما كانت – Q في مكان اعلى من المنحنى تصبح r_e أصغر لان نفس التغير في الفولتية ينتج تغيراً اكبر في التيار اوبعبارة أخرى يتم تعين قيمة r_e من انحدار منحنى الثنائي عند النقطة – Q . هذا ويمكن استخدام الرياضيات لايجاد هذا الانحدار وبالطريقة الآتية :

لدينا أن

$$I = I_s (e^{qv/KT} - 1) \quad \dots (15)$$

ويأخذ التفاضل بالنسبة الى V لكلا الطرفين من المعادلة اعلاه نحصل على

$$\frac{dI}{dV} = \frac{q}{KT} I_s e^{qV/KT} = \frac{q}{KT} (I + I_s) \quad \dots (16)$$

وحيث ان I_s صغيرة بالمقارنة مع I عليه فان

$$\frac{dI}{dV} \approx \frac{qI}{KT} \quad \dots (17)$$

لدينا أن

$$r_e = \frac{dV}{dI} = \frac{dV_{BE}}{dI_E} = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{KT}{qI_E} \quad \dots (18)$$

عند درجة حرارة الغرفة تكون قيمة $\frac{KT}{q}$ مساوية لـ $0{\cdot}025\,V$ او $25\,mV$ وعليه فان

$$r_e = \frac{25}{I_E\,(mA)}\,\Omega \quad \dots (19)$$

تعد المعادلة (19) اعلاه ، تقريبا ممتازا لأي ترانزستور سواء أكان جرمانيوم ام سيلكون شريطة أن يكون I_E اكبر من الصفر . اي عندما يكون الترانزستور في حالة انحياز امامي .

مثــال :-

اذا كانت $\alpha = 0{\cdot}98$ للترانزستور وكان يعمل عند درجة حرارة الغرفة مع $I_E = 0{\cdot}5$ ملي أمبير فأحسب .

أ- مقاومة الباعث المشترك عند هذه الدرجة .

ب- مقاومة الباعث اذا ازدادت درجة حرارة الوصلة بـ $60°K$.

جـ- اذا كانت $R_L = 5$ كيلو اوم وكانت الاشارة الخارجة تساوي 2 فولت فاحسب تيار الادخال والكسب في الفولتية .

الحــل :-

أ- لدينا أن

$$r_e = \frac{25}{I_E\,(mA)} = \frac{25}{0{\cdot}5} = 50\,\Omega$$

ب- في هذه الحالة تكون $\frac{kT}{q}$ مساوية لـ

$$\frac{KT}{q} = 25\,(300 + 60)\,/\,300 = 30\ mv$$

وعليه فأن

$$r_e = \frac{30}{0{\cdot}5} = 60\,\Omega$$

الحـل :-

(أ) لدينا ان

$$V_2 = \frac{10 \times 20}{10 + 10} = 10V$$

لدينا ان

$$V_2 = V_{BE} + V_E \approx V_E$$
$$V_E = I_E R_E$$

جـ- على فرض ان الدائرة هي مكبرقاعدة مشتركة لذا فان تيارالادخال يكون مساويا لـ $i_e = i_1$ وأن

$$v_0 = i_c R_L = \alpha i_e R_L$$

وعليه فان

$$i_1 = \frac{v_0}{\alpha R_L} = \frac{2}{0{\cdot}98 \times 5000} = 410\ \mu A$$

وبهذا فان الفولتية الداخلة واللازمة هي

$$r_e i_1 = 50 \times 410 \times 10^{-6} = 0{\cdot}0205 V$$

وان الـكسب في الفولتية هو

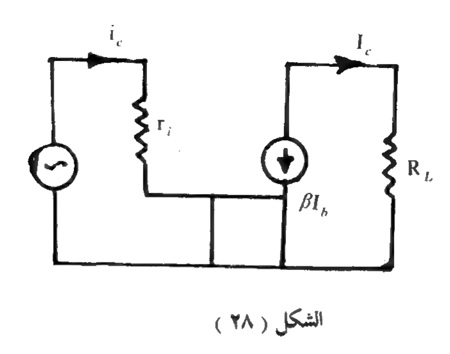
$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{2}{0{\cdot}0205} = 98$$

مثـال :-

مكبريستخدم ترانزستورمع $\beta = 50$ ويعمل مع $I_c = 0{\cdot}5$ ملي أمبيربهيئة الباعث - المشترك فاذا كانت القيمة الفعالة لتيار الاخراج هي 0·2 ملي أمبير. فاحسب مقدار الـكسب في الفولتية اذا كانت $R_L = 5$ كيلو اوم .

الحــل :-

يبين الشكل (٢٨) الدائرة المكافئة لدائرة الباعث المشترك ويلاحظ في هذه الدائرة ان



الشكل (٢٨)

$$r_i = (\beta + 1) r_e \cong \beta r_e \qquad \ldots (20)$$

$$r_i = \beta \frac{25}{I_c (mA)} \Omega \qquad \ldots (21)$$

لدينا ان

$$I_C = I_O$$

وبهذا فان

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 50$$

أو ان

وعليه فان

$$I_B = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{50} = 4 \mu A$$

$$r_i = 50 \times \frac{25}{0.5} = 2500 \Omega$$

لدينا ان

$$v_i = I_B r_i = 4 \times 10^{-6} \times 2.5 \times 10^3 = 10 \text{ mv}$$

وبهذا فان

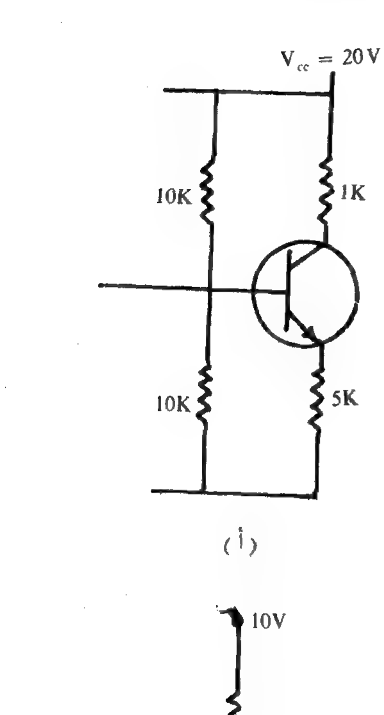
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{I \; R_L}{v_i} = \frac{2 \times 10^{-4} \times 5000}{10 \times 10^{-3}} = 100$$

مثـال :-

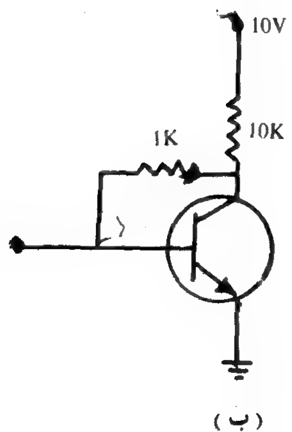
احسب قيمة r_e لـكل من

أ- الدائرة في الشكل (٢٩ أ) .

ب- الدائرة في الشكل (٢٩ ب) .



(أ)



(ب)

الشكل (٢٩)

او أن

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{10}{5K} 2mA$$

وبهذا فان

$$r_e = \frac{25}{2} = 12{\cdot}5\,\Omega .$$

ب – لدينا أن

$$V_{cc} = I_c R_c + I_B R_B + V_{BE}$$

او ان

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_c + R_B/\beta} \approx \frac{10}{10^4 + 10^6/100} = 0{\cdot}5\text{ mA}$$

عليه فــان

$$r_e = \frac{25}{0{\cdot}5} = 50\,\Omega .$$

6 – 9 الثوابت الهجينية :– Hybrid Parameters :

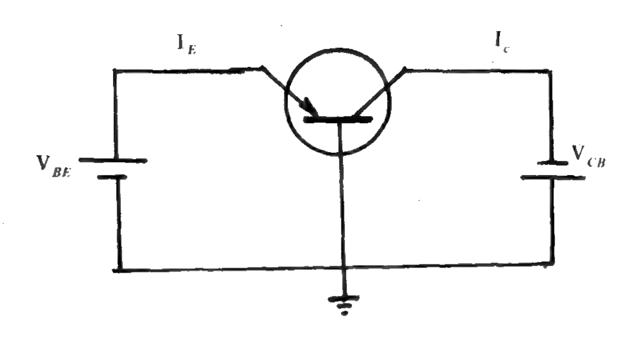
ذكرنا فيما سبق ان الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (٢٦) – هي تقريب جيد للترانزستور . الا ان الكشف الدقيق عن سلوك الترانزستور يتطلب التعامل مع دوائر تكون اكثر التصاقا بتركيبه وخواصه وما يطرأ على هذه الاخيرة من تغيـرات .

وعلى الرغم من الفرق الشاسع بين العمل الفيزيائي للترانزستور وعناصر الدائرة المكافئة والمقاومات ومصادر التيار ... الخ) الا انه يفترض ان تعكس هذه الدوائر المكافئة الخصائص الكهربائية للترانزستور وتأخذ في الاعتبار خصائصه كمكبر وعليه فانه يصبح من الضروري ان نفترض وجود مصدر للذبذبات المراد تكبيرها في هذه الدوائر المكافئة .

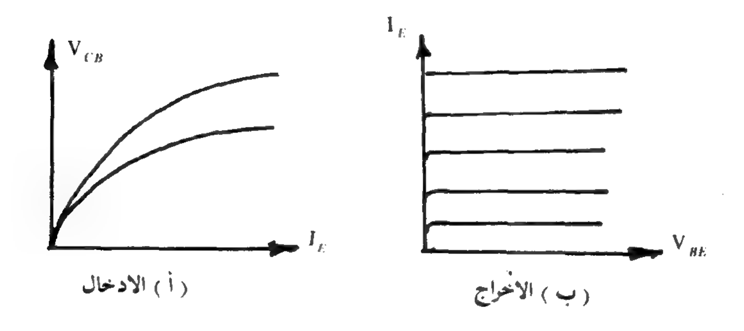
على اية حال . تعدّ الدوائر المكافئة المختلطة (الهجينية hybrid) في الوقت الحاضر . الأكثر استخداما في تحليل دوائر الترانزستور بسبب ان الثوابت الهجينية التابعة لهذه الدوائر المكافئة . هي ثوابت سهلة القياس وتعطي بعض البيانات عن خواص الترانزستور عند الترددات الواطئة بدلالة ثوابت (متغيرات خاصة) اربع يرمز لها بالحرف h . ان السبب وراء اطلاق تسمية المختلطة او « الهجينية » على هذه الثوابت هو وجود مقدارين بينهما . مجردين من الوحدات ومقاومة واحدة وتوصيلة واحدة .

دعنا الآن نأخذ ترانزستور مربوطا بهيئة القاعدة المشتركة – الشكل (٣٠) – بحيث

ان وصلة الباعث –قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع – قاعدة منحازة عكسيا . يبين الشكل (٣١ أ و ب) مميزات الادخال والاخراج لهذه الدائرة وعلى التوالي .



الشكل (٣٠) دائرة القاعدة المشتركة .

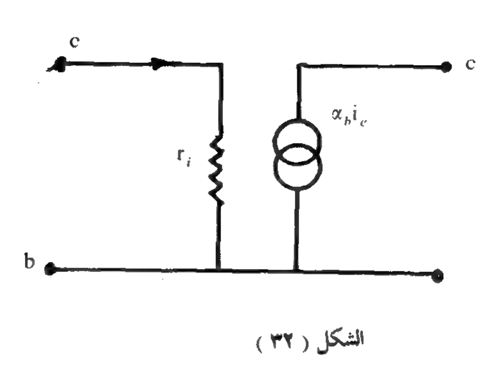


الشكل (٣١) منحنيات الخواص :– الادخال والاخراج .

كتقريب اولي يمكننا من تمثيل الترانزستور بوساطة الدائرة المكافئة المبسطة في الشكل (٣٢) التي هي صحيحة عندما تكون الاشارة المسلطة صغيرة . في هذه الدائرة نلاحظ ان مصدر التيار $\alpha_b i_e$ يكونمنضبطا بوساطة تيار الاشارة الصغيرة– اي تيار الباعث – وعليه فانه يدعى بمصدر التيار المنضبط بالتيار current controlled current source . أما متغير السيطرة الخاص α_b فيكافىء عامل التكبير للتيار المتناوب في دائرة القاعدة المشتركة بحيث أن

$$\alpha_b = -\left(\frac{dI_C}{dI_E} \right)_{V_{CB} = \text{ثابت}} \qquad \dots (22)$$

المقاومة r_i في الشكل (٣٢) تمثل انحدار منحنى الخواص للادخال ذلك ان



الشكل (٣٢)

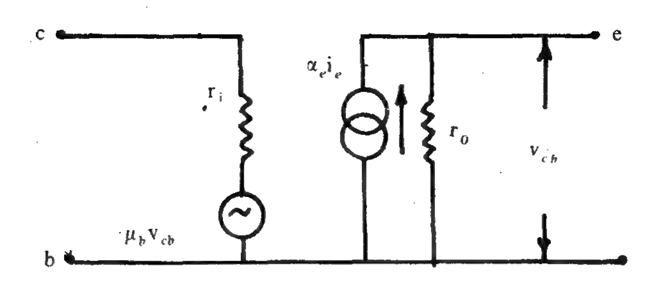
$$r_i = \left(\frac{d V_{BE}}{dI_E} \right)_{V_{CB} = \text{ثابت}} \qquad \dots (23)$$

على أية حال ، ان الدائرة البسيطة في الشكل (٣٢) لاتأخذ في الحسبان التأثير الصغير الذي يحدثه تغير فولتية المجمع – قاعدة V_{CB} على منحنيات الادخال والاخراج للخواص . ان تأثير V_{CB} على تيار المجمع يمكن اخذه في الحساب عند ربط المقاومة r_o بين طرفي المجمع والقاعدة وكما في الشكل (33) . ان قيمة r_o تساوي انحدار منحى الخواص للاخراج الشكل (٣١ ب) حيث ان

$$r_o = \left(\frac{d V_{CB}}{dI_C} \right)_{I_E = \text{ثابت}} \qquad \dots (24)$$

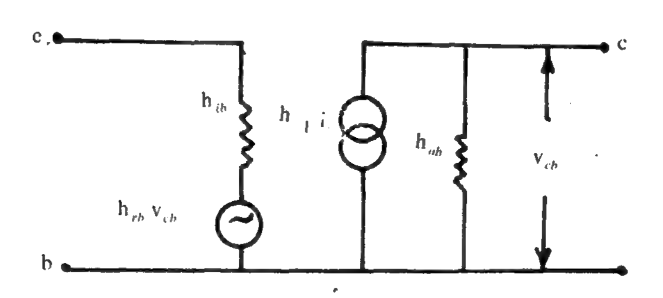
اما اعتماد منحنيات الخواص للادخال على فولتية المجمع – قاعدة V_{CB} فيمكن ان يمثل بوساطة ادخال مصدر للفولتية $\mu_E V_{cb}$ على التوالي مع طرف الباعث – انظر الشكل (٣٣) . مرة أخرى تعتمد فولتية المصدر على فولتية الاشارة V_{cb} وعليه فانه يدعى بمصدر الفولتية المنضبط بالفولتية voltage controlled voltage source .
يعرف μ_E بوساطة

$$\mu_E = \left(\frac{d V_{EB}}{d V_{CB}} \right)_{I_E \; \text{ثابت}} \qquad \dots (25)$$



الشكل (٣٣) تأثير الفولتية V_{CB} على منحنيات الخواص للادخال .

ممـــا تقـــدم يتبيـــن لنـــا ان الدائـــرة المكافئـــة للاشـارة الصغيـــرة Small signal equivalent circiut – الشكل (٣٤) – هي الدائرة المناسبة . التي تمثل الدائرة المكافئة المختلطة اوالهجينية hybrid equiralent circuit للترانزستور . يلاحظ في هذه الدائرة انه تم استبدال المتغيرات r_i و μ_b و α_b و r_o بالمتغيرات الهجينية h حيث ان



الشكل (٣٤) الدائرة المكافئة للاشارة الصغيرة .

$$r_i = h_{ib}$$
$$\mu_b = h_{rb}$$
$$\alpha_e = h_{fb}$$
$$1/r_o = h_{ob}$$

حيث يشير الحرف i الى ممانعة الادخال input impedance والحرف o الى ممانعة الاخراج output umpedance اما الحرف r فيشير الى نسبة التغذية الخلفيـة

المعكوسة reverse voltage feedback ratio واخيراً الحرف f الذي يرمز الى نسبة التيار الامامية forward current ratio .

اما b فتدل على الربط ذي القاعدة المشتركة ويرمز لربط الباعث المشترك بالحرف وللمجمع المشترك بالحرف c وتكون هذه الثوابت في ربط الباعث المشترك – مثلا – بالصيغة h_{ie} و h_{re} و h_{fe} و h_{oe} .

على اية حال ، نستطيع بدلالة الثوابت الهجينية ان نحصل على كافة المعلومات اللازمة عن مكبرات الترانزستور من خلال رسم الدوائر المكافئة الهجينية لهذه المكبرات ومن ثم الربط بين الكميات الداخلة (تيار وفولتية الاخراج .. الخ) مع الكميات الخارجة (تيار وفولتية الاخراج ..) لهذه الدوائر المكافئة . فعلى سبيل المثال ، في ربط القاعدة المشتركة – انظر الشكل (٣٤) – لدينا أن :

$$v_{cb} = h_{ib}\, i_e + h_{rb}\, v_{cb} \qquad \dots (26)$$

و

$$i_c = h_{fb}\, i_e + h_{ob}\, v_{cb} \qquad \dots (27)$$

في المعادلتين اعلاه عند وضع V_{cb} = صفراً نحصل على :

$$h_{ib} = \left(\frac{v_{cb}}{i_e} \right)_{v_{cb}=o} \qquad \dots (28)$$

و

$$h_{fb} = \left(\frac{i_c}{i_e} \right)_{v_{cb}=o} \qquad \dots (29)$$

من جهة أخرى عند وضع i_e = صفراً نحصل على

$$h_{rb} = \left(\frac{v_{eb}}{v_{cb}} \right)_{i_e=o} \qquad \dots (30)$$

و

$$h_{ob} = \left(\frac{i_c}{v_{cb}} \right)_{i_e=o} \qquad \dots (31)$$

من الجدير بالملاحظة ان الشرط v_{cb} = صفراً يعني قصر short دائرة الاخراج لدائرة القاعدة المشتركة اي نظام تشغيل بدون مقاومة حمل R_L = صفراً ، وذلك لكي يكون تغير تيار الاخراج i_c معتمدا على تغير تيار الادخال i_e وعند تحقق هذا الشرط بالذات فان الثابت h_{fe} يعطي فعلاً مقدار الكسب في التيار للترانزستور ولو تغير جهد الاخراج لأثر ذلك على تيار الاخراج ولأصبح من الصعوبة تقدير الكسب في التيار تقديراً صحيحاً . من جهة أخرى يؤكد الشرط i_e = صفراً ، عدم وجود تيار متناوب في دائرة الادخال وبالتالي فان تغير جهد الادخال v_{cb} ينتج عن تغير جهد الاخراج فقط .

مما جاء أعلاه يمكننا الخروج بالتعاريف الآتية : -

أ - الثابت h_{ie} : - يمثل مقاومة الترانزستور بين طرفي ادخاله بالنسبة الى تيار الادخال المتناوب عند قصر دائرة الاخراج Short-circuit input resistance اي عند انعدام جهد الاخراج المتناوب . عند تحقق هذا الشرط يكون تغير تيار الادخال نتيجة تغير جهد الادخال v_{cb} فقط . ولو وجد جهد اخراج متناوب لأثر ذلك في تيار الادخال بسبب التغذية الخلفية في الترانزستور لنتجت عن ذلك مقاومة ادخال تختلف تبعاً لاختلاف مقدار جهد الاخراج المتناوب والذي يعتمد بدوره على مقدار مقاومة الحمل R_L

ب- الثابت h_{fe} : - ويعطي مقدار الكسب في التيار المتردد للترانزستور في نظام التشغيل بدون تحميل = صفراً و V_{cb} = صفراً

Short-circuit forward current gain

جـ - الثابت h_{rb} : - وهو يحدد ذلك الجزء من جهد الاخراج الذي ينتقل الى مدخل الترانزستور بسبب من وجود ما يسمى بالاقتران الخلفي الداخلي (internal back coupling *) والشرط i_e = صفراً يؤكد عدم وجود تيار متناوب في دائرة الادخال .

لاحظ أن مولد الفولتية في دائرة الادخال ($h_{rb} v_{cb}$) يشتمل على فولتية الاخراج v_{cb} كما ان مولد التيار في دائرة الاخراج يشتمل على تيار الادخال i_e وهذا يعود الى الاقتران بين الدائرتين .

اي ان هذه الدائرة مفتوحة بالنسبة الى التيار المتناوب وبالتالي فان تغير جهد الادخال ينتج من تغير جهد الاخراج فقط .

د - الثابت h_{ob} : - وهو عبارة عن توصلية الترانزستور الداخلية بين طرفي اخراجه بالنسبة الى التيار المتناوب ولكي تكون h_{ob} هي فعلاً توصلية الترانزستور الداخلية لتيار الاخراج المتناوب فيجب ان يتغير التيار i_e بتأثير تغير جهد الاخراج v_{cb} فقط ذلك ان تغير i_e اثناء ذلك سيؤدي الى تغير i_c ايضاً ويصبح تحديد h_{ob} عندئذ غير دقيق .

يقاس h_{ob} عادة . بالوحدات فهو (mho) وفي الحسابات العملية فكما تستعمل التوصلية بالمقارنة مع المقاومة . لذا فان h_{ob} تستبدل بمقاومة الاخراج $r_o = \frac{1}{h_{ob}}$

على اية حال . تعتمد الثوابت الهجينية - h على نقطة التشغيل لـ D.C للترانزستور وكذلك على نوع الترانزستور . هذا وقد اصبح من المعتاد ان تذكر في استمارة المواصفات للترانزستور الثوابت الهجينية بالنسبة لنوع واحد من الربط (عادة مايكون ربط الباعث - المشترك وأحياناً ربط القاعدة - المشتركة) ويمكن ايجاد الثوابت الهجينية للانواع الاخرى من الربط بالاستعانة بالعلاقات المبينة في الجدول (١) ادناه

يبين الشكل (٣٥) قيم الثوابت الهجينية لربط الباعث - المشترك وكذلك تغير هذه الثوابت مع تغير تيار الباعث ويلاحظ ان عامل الكسب في التيار h_{fe} وكذلك عامل الكسب في الفولتية h_{re} بقيان ثابتين بينما يتغير بشكل واضح كل من ممانعة الدخول h_{ie} والتوصيلية الخارجة h_{oe} . ان التغير في h_{re} ناتج اساساً من النقصان في مقاومة وصلة الباعث بسبب من زيادة التيار . من المناسب ان نذكر هنا انه من المرغوب فيه ان تكون h_{fe} للترانزستور عالية (كبر β يكافيء كسباً عالياً في التيار) و h_{oe} صغيرة (صغر h_{oe} يكافيء مقاومة مجمع كبيرة) ومن هنا فان كبر β وصغر h_{oe} يكونان مقياساً لمدى جودة الترانزستور .

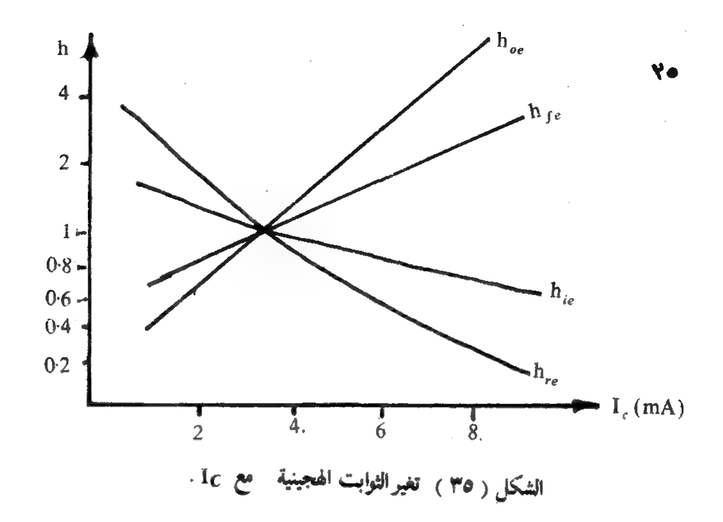
جدول (١) يبين العلاقات بين الثوابت للترانزستور

ثوابت القاعدة المشترك	الباعث المشترك	المجمع المشترك	الدائرة المكافئة ـ T
$h_{ib} =$	$h_{ic}/(1 + h_{fe})$	$-h_{ic}/h_{fc}$	$r_e + (1 - \alpha) r_b$
$h_{rb} =$	$h_{ie} h_{oe}/(1 + h_{fe}) - h_{re}$	$h_{re} - 1 - h_{ic} h_{oc}/h h_{fc}$	
$h_{fb} =$	$-h_{fe}/(1 + h_{fe})$		
$h_{ob} =$	$h_{oe}/(1 + h_{fe})$		

ثوابت المجمع المشترك	الباعث المشترك	القاعدة المشتركة	الدائرة المكافئة ـ T
h_{ic}	h_{ie}	$h_{ib}/(1 + h_{fb})$	$r_b + r_e/(1 - \alpha)$
h_{rc}	$1 - h_{rc}$	1	$1 - r_e/(1 - \alpha) r_c$
h_{fc}	$-(1 + h_{fc})$	$-1(1 + h_{fb})$	$-1/(1 - \alpha)$
h_{oc}	h_{oc}	$h_{ob}/(1 + h_{fb})$	$1/(1 - \alpha) r_c$

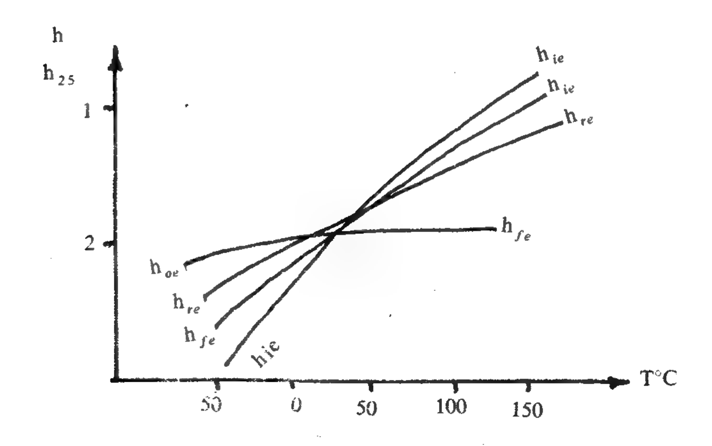
ثوابت الباعث – المشترك	القاعدة – المشتركة	المجمع المشترك –	الدائرة المكافئة – T
h_{ic}	$h_{ib}/(1 + h_{fb})$	$h : c$	$r_b + r_e/(1 - \alpha)$
h_{re}	$h_{ib} h_{ob}/(1 + h_{fb}) - h_{rb}$	$1 - h_{rc}$	$r_e/(1 - \alpha) r_c$
h_{fe}	$-h_{fb}/(1 + h_{fb})$	$-(1 + h_{fc})$	$\alpha/(1 - \alpha)$
h_{oe}	$h_{ob}/(1 + h_{fb})$	h_{oc}	$1/(1 - \alpha) r_c$

ثوابت الدائرة المكافئة – T	باعث مشترك	قاعدة مشتركة	مجمع مشترك
α	$h_{fc}/(1 + h_{fc})$	$-h_{fb}$	$(1 + h_{fc})/h_{fc}$
r_c	$(h_{fe} + 1)/h_{oe}$	$(1 - h_{rb})/h_{ob}$	$-h_{fc}/h_{oc}$
r_e	h_{re}/h_{oe}	$h_{ib} - (1 + h_{fb}) h_{rb}/h_{ob}$	$(1 - h_{rc})/h_{oc}$
r_b	$h_{ie} - h_{re}(1 + h_{fe})/h_{oe}$	h_{rb}/h_{ob}	$h_{ic} + h_{fc}(1 - h_{rc})/h_{oe}$



الشكل (٣٥) تغير الثوابت الهجينية مع Ic .

من جهة اخرى يبين الشكل (٣٦) تغير الثوابت الهجينية h مع ‍ ‍ ‍ ‍جة حرارة الترانزستور بين 50 درجة مئوية تحت الصفر ولغاية 150 درجة مئوية مقاسة بالنسبة الى قيم هذه الثوابت فمند درجة حرارة تساوي 25 درجة مئوية . ان تغير هذه الثوابت مع درجة الحرارة هو ليس غريبا حيث ان هذه الثوابت اشتقت اصلا من منحنيات الخواص التي تتغير هي الاخرى —وكما اسلفنا —مع درجة الحـرارة .

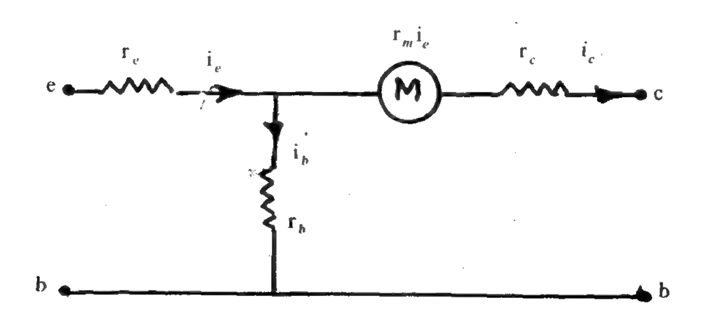


الشكل (٣٦) تغير الثوابت الهجينية مع درجة الحرارة .

7 - 9 الدائرة المكافئة – T   T-Equivalent Circuit :

على الرغم من الميزة العظيمة التي تمتلكها الثوابت الهجينية من حيث السهولة والدقة التي يمكن بهما قياس هذه الثوابت (من السهولة بمكان قصر دائرة الاخراج او فتح دائرة الادخال وهذا كل مايتطلبه قياس هذه الثوابت) الا ان الدوائر الهجينية تبقى تحليلية وذلك بسبب من وجود مصدري التيار المنضبط بالتيار ومصدر الفولتية المنضبط بالفولتية ومن هنا فانها لاتتعرض للخواص الكهربائية لوصلة الترانزستور .

لتمثيل هذه الخواص الكهربائية لوصلة الترانزستوريتم استخدام دائرة مكافئة اخرى للترانزستور تدعى بالدائرة المكافئة – T-equivalent circuit ويبين الشكل (٣٧) هذه الدائرة المكافئة ذات الشكل – T بالنسبة الى توصيل الترانزستور بالدائرة ذات القاعدة – المشتركة – في هذه الدائرة تم تمثيل المقاومة التي يلقاها تيار الباعث عند مروره خلال وصلة الباعث بالمقاومة r_e . هذه المقاومة تتكون اصلاً من مركبتين : الاولى وتسمى المقاومة الاومية لمنطقة الباعث والثانية وتسمى مقاومة وصلة الباعث المنحاز اماميا ، هذا وقد اهملت الاولى لصغر قيمتها . من جهة اخرى فان تيار المجمع خلال سريانه في وصلة المجمع يلاقي مقاومة r_c تتكون من : مقاومة عالية لوصلة المجمع المنحازة عكسيا والمقاومة الاومية لمنطقة المجمع والمقاومتان مربوطتان على التوالي . هذا وقد اهملت الاخيرة ايضاً لصغر قيمتها . المقاومة r_b تمثل المقاومة الاومية لمنطقة القاعدة التي يلاقيها تيار القاعدة عند مروره فيها .



الشكل (٣٧) دائرة – T المكافئة .

على اية حال ، ان الوصول الى هذه الدائرة المكافئة يمكن ان يتم من خلال حل المعادلة (27) وذلك بايجاد v_{cb} من هذه المعادلة حيث ان

$$v_{cb} = -\frac{h_{fb}}{h_{ob}} i_e + \frac{1}{h_{ob}} i_c \qquad \dots (32)$$

ثم التعويض عن v_{cb} هذه في المعادلة (26) لنحصل عـلى :

$$v_{eb} = \left(h_{ib} - \frac{h_{rb} h_{fb}}{h_{ob}} \right) i_e + \frac{h_{rb}}{h_{ob}} i_c \qquad \dots (33)$$

المعادلتان (33) و (32) يمكن كتابتهما على التوالي ، كما يأتـي : —

$$v_{eb} = i_e r_e + (i_e + i_c) r_b \qquad \dots (34)$$

و

$$v_{cb} = (i_e + i_c) r_b + r_m i_e + r_c i_c \qquad \dots (35)$$

بحيث أن

$$r_e = h_{ib} - \frac{(1 + h_{fb}) h_{rb}}{h_{ob}}$$

$$r_b = \frac{h_{rb}}{h_{ob}} \qquad \dots (36)$$

$$r_m = \frac{h_{fb} + h_{rb}}{h_{ob}}$$

$$r_c = \frac{1 - h_{rb}}{h_{ob}}$$

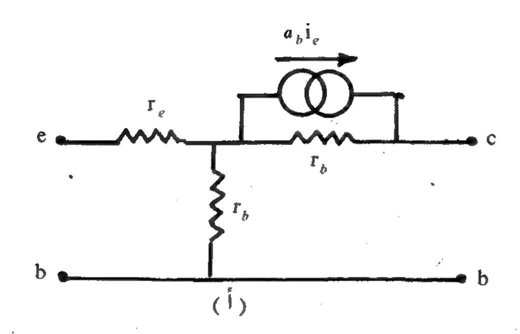
في حالة كون $h_{rb} << 1$ – عادة ماتكون صحيحة – و $h_{fb} = 1$ فان r_m و r_c يمكن اعادة كتابتهما
بحيث أن

$$r_m = -\frac{h_{fb}}{h_{ob}} \qquad \dots (37)$$

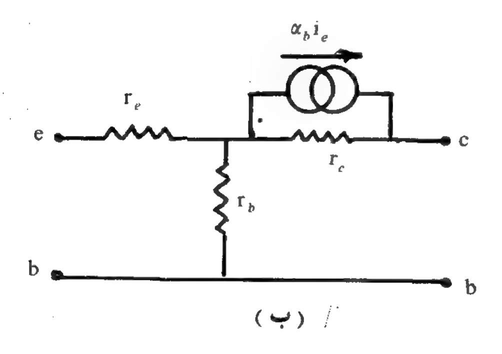
$$r_c = \frac{1}{h_{ob}}$$

على أية حال فإن المعادلة (34) تقود مباشرة الى الدائرة المكافئة في الشكل (٣٧) ويلاحظ في هذه الدائرة وجود مصدر فولتية منضبط بالتيار $(i_e r_m)$ ومع هذا فقد وجد أنه من المفيد استخدام مصدر تيار منضبط بالتيار ويتم ذلك باستخدام نظرية نورتن لتحويل المقاومة r_c ومصدر الفولتية $r_m i_e$ الى مصدر للتيار $a_b i_e$ – أنظر الشكل (٣٨) – بحيث ان a_b يكون مساويا لـ

$$a_b = \frac{r_m}{r_c} \qquad \dots (38)$$



(أ)



(ب)

الشكل (٣٨) الدائرة المكافئة للدائرة في الشكل (٣٧) بعد استخدام نظرية نورتن .

وعند مقارنة المعادلة (37) بالمعادلة (38) نجد ان a_b تساوي $(-h_{fb})$ وحيث ان $(-h_{fb})$ تساوي $(-\alpha)$ لذا فان $a_b = \alpha_b$ وبهذا يمكن اعادة رسم الدائرة المكافئة (٣٨ أ) بالدائرة المكافئة (٣٨ ب) .

مما تجدر الاشارة اليه هنا انه على الرغم من ان الدائرة المكافئة – الشكل (٣٨ ب) – تحوي مصدراً واحداً (مصدر التيار $\alpha_b i_e$) بينما تحتوي الدائرة المكافئة الهجينية على

مصدرين للفولتية والتيار الا ان ثوابت الدائرة ذات الشكل – T يصعب قياسها عمليا وبذلك فان الثوابت الهجينية تكون اكثر ملائمة في تحليل دوائر الترانزستور رغم كثرة انواعها . هذا وبالامكان التحويل بين الثوابت الهجينية وثوابت الشكل – T ، ويبين الجدول (1) العلاقة بين هذه الثوابت مع بعض القيم النموذجيــة

مثــــال : –

استنبط ثوابت الدائرة – T المكافئة لثوابت دائرة القاعدة – المشتركة لترانزستــور ذي الثوابت – h التالية , $h_{ob} = 0{\cdot}5 \times 10^{-8}$ v ، $h_{fe} = -0{\cdot}98$, $h_{rb} = 2 \times 10^{-4}$, $h_{ib} = 28\,\Omega$:

لدينا من المعادلة (36) ان

$$r_e = 28 - \frac{(1 - 0{\cdot}98) \times 2 \times 10^{-4}}{0{\cdot}5 \times 10^{-6}} = 20\,\Omega$$

و

$$r_b = \frac{2 \times 10^{-4}}{0{\cdot}5 \times 10^{-6}} = 400\,\Omega$$

وباستخدام المعادلة (37) نجد ان

$$r_m = \frac{0{\cdot}98}{0{\cdot}5 \times 10^{-6}} = 1{\cdot}96\ M\Omega$$

و

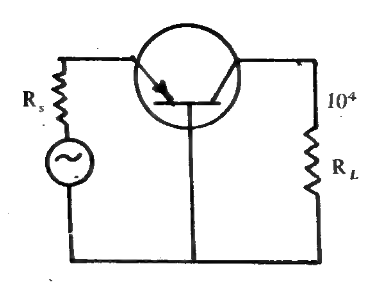
$$r_c = \frac{1}{0{\cdot}5 \times 10^{-6}} = 2\ m\ M\Omega$$

ومن المعادلة (38) نحصل على

$$\alpha_b = \frac{1{\cdot}96}{2} \approx 0{\cdot}98$$

مثــال :–

استنبط الثوابت h لدائرتي الباعث المشترك والمجمع المشترك للترانزستور في المثال اعــلاه .



الحــل :-

المجمع المشترك	الباعــث المشتــرك
1- $h_{ie} = 1400\,\Omega$	$h_{ie} = \dfrac{28}{1 - 0{\cdot}98} = 1400\,\Omega$
2- $h_{fc} = (1 + 49) = 50$	$h_{fe} = \dfrac{0{\cdot}98}{1 - 0{\cdot}98} = 49$
3 $h_{rc} = 1$	$h_{re} = \dfrac{28 \times 0{\cdot}5 \times 10^{-6}}{1 - 0{\cdot}98} - 2 \times 10^{-4} = 5 \times 10$
4 $h_{oc} = 25 \times 10^{-6}\ \mho$	$h_{oe} = \dfrac{0{\cdot}5 \times 10^{-6}}{1 - 0{\cdot}98} = 25 \times 10^{-6}\ \mho$

مثـال :-

ترانزستور بهيئة القاعدة المشتركة مع الثوابت الهجينية التالية :-

$$h_{ib} = 28,\ h_{rb} = 2 \times 10^{-4},\ h_{fb} = -0{\cdot}98,\ h_{ob} = 0{\cdot}5 \times 10^{-6}\ \mho$$

احسب الكسب في التيار والفولتية والقدرة وكذلك ممانعتي الادخال والاخراج واخيرا الكسب الاجمالي في الفولتية علما بأن $R_s = 100\,\Omega$ – انظر الشكل ادناه

الحل :

$$A_i = \frac{h_{fb}}{1 + h_{ob} R_L} = 0.975$$

$$Z_{1n} = h_{ib} - \frac{h_{fb} h_{rb} R_L}{1 + h_{ob} R_L} = 30\,\Omega$$

$$G_o = \frac{1}{z_o} = h_{ob} - \frac{h_{fb} h_{rb}}{h_{ib} + R_s} = 2.04 \times 10^{-6}\,\mho$$

$$\therefore z_o = 0.49\,M\Omega$$

$$A_v = \frac{A_i R_L}{z_{1n}} = 325$$

$$A_p = A_i A_v = 315$$

$$A_{vs} = A_v \frac{v_i}{v_s} = A_v \times \frac{R_L}{R_L + R_s}$$

$$= 75$$

أسئلة ومسائل

1) ماالمقصود بكل مما يأتي :-
أ- تحليل الدوائر .
ب- العمل مع الاشارات الصغيرة .
ج- العمل مع الاشارات الكبيرة .
وضح بالتفصيل

2) في الدائرة – الشكل (١) – اشرح وظيفة كل من .
أ- R_1 و R_2 و R_L و R_E .
ب- C_{1n} و C_E و C_c

3) في الدائرة – الشكل (١) – ارسم كلاً من .
أ- الموجة الداخلة قبل وبعد المتسعة C_{1n} .
ب- الموجة الخارجة قبل وبعد المتسعة C_c .

4) ماالمقصود بكل من
أ- ممانعة الادخال .
ب- ممانعة الاخراج .
ج- الكسب الاجمالي .

5) لماذا تكون الموجة الخارجة من مكبر الباعث المشترك معكوسة الطور؟ وضح بالتفصيل

6) ماالمقصود بالدائرة المكافئة الـ D.C ؟ ثم بين كيف يتم استخراجها .

7) ماالمقصود بالدائرة المكافئة الـ A.C ؟ ثم بين كيف يتم استخراجها .

8) تعد طريقة التحليل البياني افضل من طريقة الدوائر المكافئة في تحليل عمل دوائر الترانزستور . لماذا ؟

9) ماالمقصود بخط الحمل المتناوب ؟ وما فائدته ؟

10) وضح كيف يتم رسم كل من خطي الحمل الـ D.C والـ A.C .

11) كيف يبدو خط الحمل المتناوب لوكانت
أ- $R_L = \infty$
ب- $R_L =$ صفر

12) ماالاسس التي يعتمدها انموذج الاشارة الصغيرة في تمثيل الترانزستور؟ تحت اي الظروف يكون هذا الانموذج دقيقا ؟ اشرح بالتفصيل مع الرسم .

13) اشتق المعادلة $r_e = \frac{26}{I_E}$ ثم بين معناها .

14) ماالمقصود بالثوابت الهجينية ؟ ولماذا سميت كذلك ؟

15) ماالمقصود بالمصدر المنضبط بالتيار وما المصدر المنضبط بالفولتية ؟

16) اذكر اهم الشروط اللازمة لاشتقاق الثوابت الهجينية الخاصة بدائرة القاعدة – المشتركة .

17) ايهما افضل عند تحليل دوائر الترانزستور ، استخدام الثوابت الهجينية ام الدائرة المكافئة – T ؟ وضح ذلك بالتفصيل مبينا محاسن ومساوىء كل طريقة

18) احسب ثوابت دائرة – T المكافئة لترانزستور بهيئة القاعدة المشتركة ويمتلك

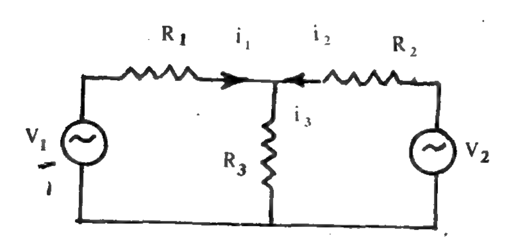
$h_{ib} = 30$ و $h_{rb} = 5 \times 10^{-4}$ و $h_{fb} = 0{\cdot}99$ و $h_{ob} = 0{\cdot}2 \times 10^{-6}$

19) استخرج قيم الثوابت – h للترانزستور في السؤال (١٨) . بهيئة الباعث والمجمع المشترك .

20) احسب الكسب في التيار والفولتية والقدرة وكذلك ممانعتي الادخال والاخراج بالنسبة للترانزستور في السؤال (١٨) علما بأن $R_s = 500\ \Omega$ و $R_L = 2K\Omega$

21) اذا كان الترانزستور المذكور في السؤال (١٨) يمتلك معامل دائرة – T الاتية :
$r_e = 200\ \Omega$ و $r_b = 400\ \Omega$ و $r_c = 2\ M\Omega$ و $r_m = 1{\cdot}96\ M\Omega$ فاحسب الكسب في التيار والجهد وممانعتي الادخال والاخراج علما بأن $R_s = 100\ \Omega$ و
$R_L = 10\ K\Omega$

22) استخرج معامل – h' للدائرة في الشكل ادناه .



23) اذا كانت الثوابت – h لترانزستور هي كالآتي :

$h_{ie} = 3{\cdot}5\ K\Omega$ و $h_{fe} = 120$ و $h_{re} = 1{\cdot}3 \times 10^{-4}$ و $h_{oe} = 8{\cdot}5\ \mu\mho$

فاحسب قيم كل من β و α و r_e و r_c مع كون التيار ($I_c = 1\,mA$) .

24) باستعمال الثوابت المعطاة في السؤال (٢٣) احسب A و A_i و z_{1n} و z_o عندما يكون ($r_c = 2K$) .

25) استخدم الترانزستور في السؤال (٢٣) بهيئة الباعث المشترك مع $R_s = 1 \cdot 5K$ و $r_E = 100\,\Omega$. احسب كلاً من z_{1n} و z_{out} .

26) استعمل الترانزستور في السؤال (٢٥) بهيئة القاعدة المشتركة ثم احسب z_{1n} و z_{out}

27) اثبت ان ممانعة الادخال لأي ترانزستور تعطى بالمعادلة

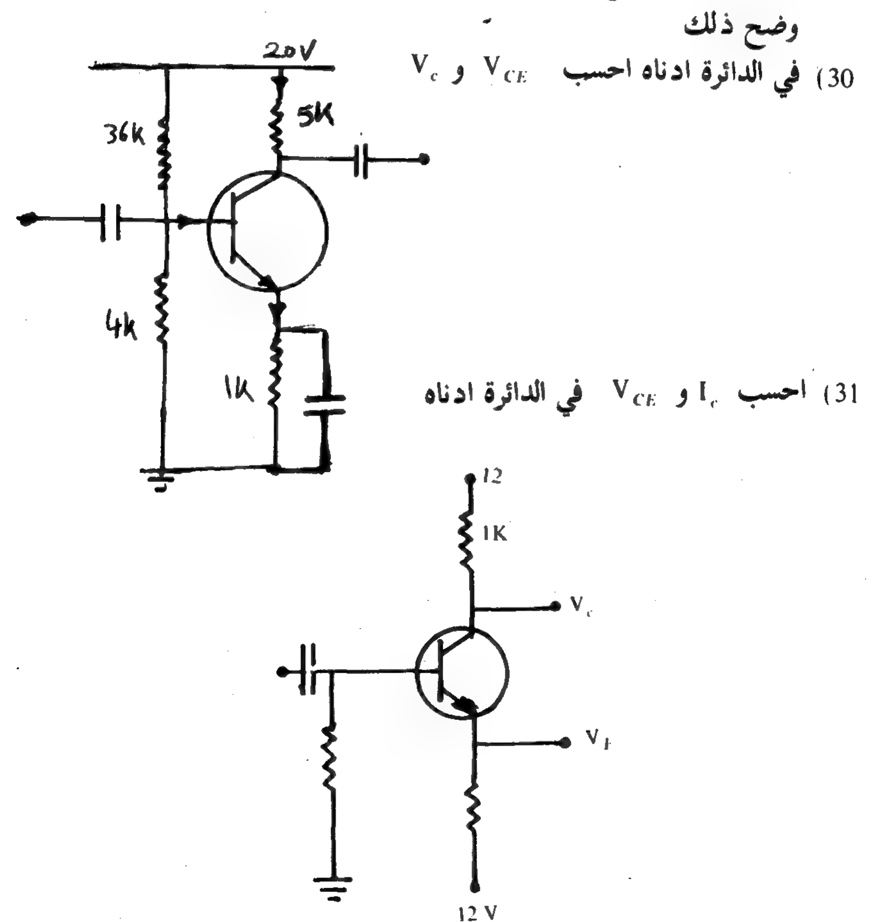
$$z_{in} = \frac{h_i}{1 - h_r A_r}$$

28) اكتب كلاً من r_e و r_b و r_c بدلالة الثوابت الهجينية ثم اشتقها .

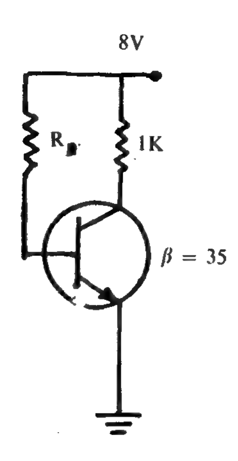
29) كيف ترتبط h_{ie} مع r_e ؟ ماتأثيرمقاومة مصدر الاشارة الداخلة و h_o على A_r ؟ وضح ذلك

30) في الدائرة ادناه احسب V_{CE} و V_c

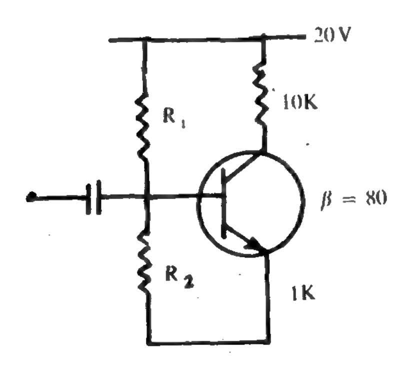
31) احسب I_c و V_{CE} في الدائرة ادناه



32) في الدائرة ادناه احسب R_B اللازم لجعل $V_{CB} = \frac{V_{cc}}{2}$



33) في الدائرة ادناه احسب قيمتي R_1 و R_2 لتضع $V_{CQ} = \frac{V_{cc}}{2}$



الفَصلُ العَاشِرْ

مكبرات الاشارة الصغيرة

Small Signal Amplifiers

1 – 10 المقدمة

سنقوم في هذا الفصل بالتعرف على بعض مكبرات الاشارة الصغيرة ، وهي المكبرات التي يكون التغير في تيار المجمع المتناوب صغيراً مقارنة مع تيار المجمع الهامد وعلى الاخص الاساسية منها ذات المرحلة الواحدة single stage amplifiers وهي : مكبر الباعث المشترك ومكبر القاعدة المشتركة ثم مكبر المجمع المشترك . وعلى الرغم من اننا قد تعرضنا لبعض من هذه المكبرات (على سبيل المثال مكبر الباعث المشترك) بالتحليل البياني الا اننا سنتعرف هنا على كثيرامن مميزاتها والفرق بينها مستخدمين طريقة مغايرة في التحليل وذلك استكمالا للفائدة وتجنبا للتكرار .

بعد ان نكون قد تعرفناعلى مكبرات المرحلة الواحدة. سنتقدم خطوة أخرى باتجاه دراسة المكبرات المتعددة المراحل وطرق الاقران coupling methods لهذه المراحل مرورا ببعض المكبرات الخاصة : كمكبرزوج دارلنكتون Darlington pair amplifier والمكبر الكاسكودي cascode amplitier وصولا الى المكبر التفاضلي defferential amplifier

2 - 10 المكبرات الأساسية : Principle Amplifiers

وتكون على ثلاثة انواع هي : –

أ– مكبـــــر الباعـــــث المشتـــــرك Common emitter amplifier :–

يبين الشكل (١) الدائرة العملية لمكبر الباعث المشترك وقد استخدم فيها ترانزستور من نوع NPN ، سنقوم هنا بتحليل عمل هذه الدائرة بطريقتين : تحليل الـ D.C وتحليل الـ A.C وسنكتب المعادلات الخاصة بهذه الدائرة التي تصلح فقط للعمل في المنطقة الفعالة .

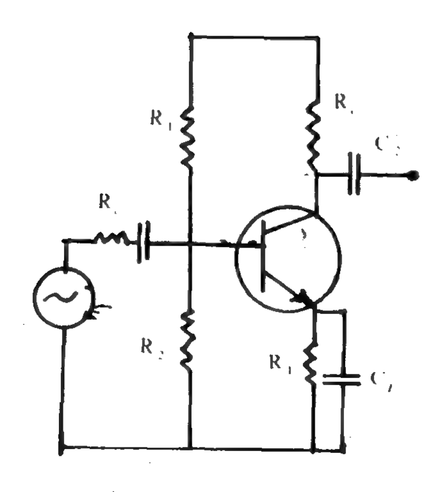
تحليـــــل الـ D.C :–

في هذه الدائرة لدينا بالنسبة لدائرة القاعدة أن

$$R_B = R_1 \quad R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad \dots (1)$$

و

$$V_2 = \frac{V_{cc} R_2}{R_1 + R_2} \qquad \dots (2)$$



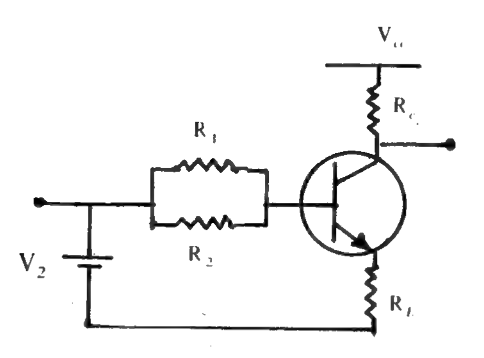
الشكل (١) دائرة مكبر الباعث المشترك .

وكذلك – انظر الدائرة الـ D.C المكافئة الشكل (٢)

$$V_2 = I_B R_B + V_{BE} + V_E \quad \ldots (3)$$

اما بالنسبة لدائرة المجمع فلدينا ان

$$V_{cc} = V_{cE} + I_c (R_E + R_L) \quad \ldots (4)$$

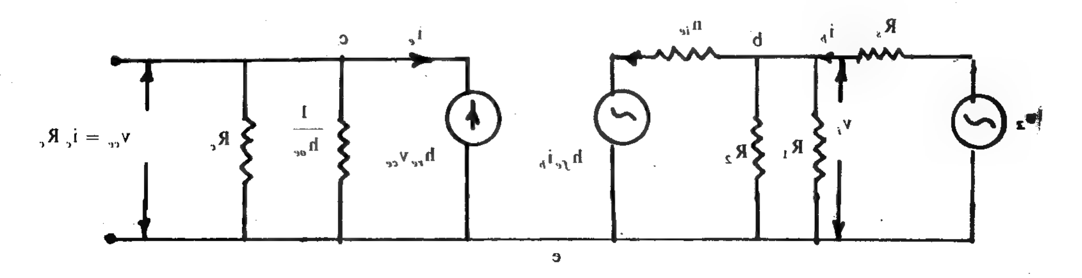


الشكل (٢) الدائرة المكافئة للشكل (١) .

تحليـــل الـ A.c :–

على اعتبار ان المتسعات دوائرقصرفان دائرة h المكافئة لدائرة مكبر الباعث المشترك تكون كما في الشكل (٣) .

من استخدام قانوني كيرشوف للفولتية والتيار في الدائرة – الشكل (٣) – نحصل على



الشكل (٣) دائرة الثوابت الهجينية المكافئة للدائرة في الشكل (١) .

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \qquad \dots (5)$$

و

$$\frac{v_{ce}}{R_c} + h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} = 0 \qquad \dots (6)$$

من المعادلة (٦) نحصل على

$$v_{ce} = \frac{- h_{fe} R_c i_b}{1 + h_{oe} R_c} \qquad \dots (7)$$

لدينا ان $i_c = - \frac{v_{ce}}{R_c}$ وعليه فان

$$i_c = \frac{h_{fe} i_b}{1 + h_{oe} R_c} \qquad \dots (8)$$

بعد التعويض عن v_{ce} من المعادلة (8) في المعادلة (5) نحصل على

$$v_{be} = h_{ie} i_b - \frac{h_{re} h_{fe} R_c i_b}{1 + h_{oe} R_c} \qquad \dots (9)$$

وباستخدام المعادلتين (9 , 5) نستطيع ان نجد مايأتي :

1) الكسب في التيار A_i : لدينا أن

$$A_{ie} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_c} \approx h_{fe} \qquad \dots (10)$$

على فرض ان $h_{oe} R_c$ صغيرة ويكن اهمالها مقارنة مع الواحد .

2) الكسب في الفولتية A_v :– لدينا ان

$$A_{ve} = \frac{v_{ce}}{v_i} = \frac{- h_{fe} R_c}{h_{ie} (1 + h_{oe} R_c) - h_{re} h_{fe} R_c} \qquad \dots (11)$$

أو أن

$$A_{ve} \approx \frac{- h_{fe} R_c}{h_{ie}} \qquad \dots (12)$$

لاحظ ظهور الاشارة السالبة في المعادلة (12) دلالة على الاختلاف في الطور بين موجة الادخال وموجة الاخراج .

3) المكسب في القدرة A_p :- لدينا أن

$$A_{pe} = A_{ie} A_{ve} = \frac{(h_{fe})^2 R_c}{h_{ie}(1 + h_{oe} R_c)} \quad \dots (13)$$

4) ممانعة الادخال z_{in} :- لدينا ان

$$z_{in} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{h_{ie}(1 + h_{oe} R_c) - h_{re} h_{fe} R_L}{1 + h_{oe} R_c} \quad (14)$$

او ان

$$z_{in} \approx h_{ic} \quad \dots (15)$$

ممانعة الاخراج Z_o :- لحساب ممانعة الاخراج لمكبر الباعث المشترك ترفع R_c من الدائرة المكافئة . وعليه فان معادلة التيار تصبح عند النقطة (C) من الشكل (٣) كالآتي :

$$i_c - h_{oe} v_{ce} - h_{fe} i_b = o \quad \dots (16)$$

اما معادلة التيار عند النقطة (b) - من نفس الشكل - فتكون

$$h_{re} v_{ce} + i_b (h_{ie} + R_s) = o \quad \dots (17)$$

ومنها نجد ان

$$v_{ce} = \frac{(h_{ie} + R_s) i_c}{(h_{ie} + R_s) h_{oe} - h_{re} h_{fe}} \quad \dots (18)$$

لدينا ان

$$Z_o = \frac{v_{ce}}{i_c} = \frac{h_{ie} + R_s}{(h_{ie} + R_s) h_{oe} - h_{re} h_{fe}} \quad \dots (19)$$

واذا ماأهملت $h_{re} h_{fe}$ لصغرها فان

$$Z_o \approx \frac{1}{h_{oe}} \quad \ldots (20)$$

وهذا ماتشير اليه الدائرة المكافئة – الشكل (٣)

لابد ان القارىء قد لاحظ اننا أهملنا تأثير R_2 , R_1 على ممانعة الادخال وكذلك R_c على ممانعة الاخراج والحقيقة ان هاتين المقاومتين يجب ان تؤخذا بالاعتبار بحيث ان

$$Z_{ic} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2 \quad \ldots (21)$$

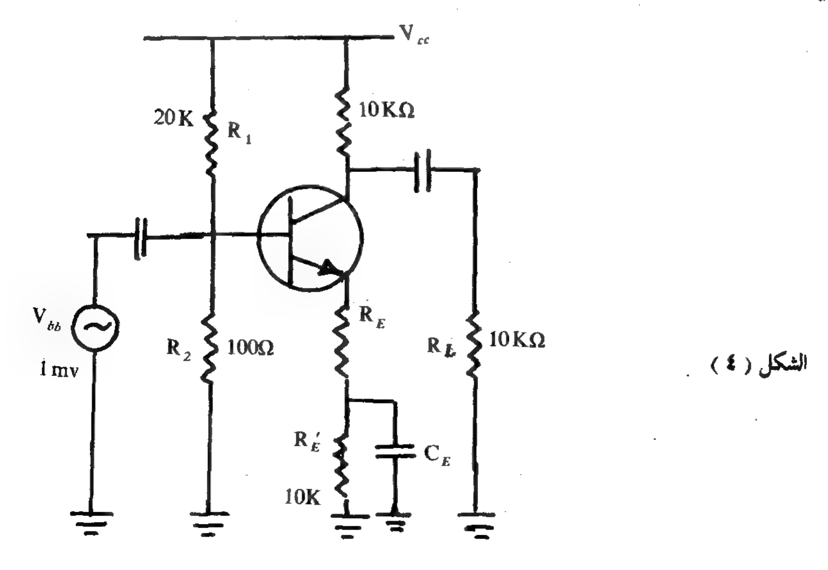
حيث تمثل Z_{ic} ممانعة الادخال للدائرة وكذلك فان ممانعة الاخراج للدائرة Z_{oc} تكون مساوية لـ

$$Z_{oc} = Z_o \parallel R_c \quad \ldots (22)$$

على الرغم من كل الوضوح الملموس في طريقة التحليل اعلاه الا ان طريقة التحليل عن طريق رسم الدائرة المكافئة المستمرة والدائرة المكافئة المتناوبة لدائرة الترانزستور – لاستخراج خطي الحمل الـ D.C والـ A.C وعلى التوالي – تبقى هي الاسهل والاكثر فهما والامثلة الآتية توضح ذلك .

مثـال (١) :–

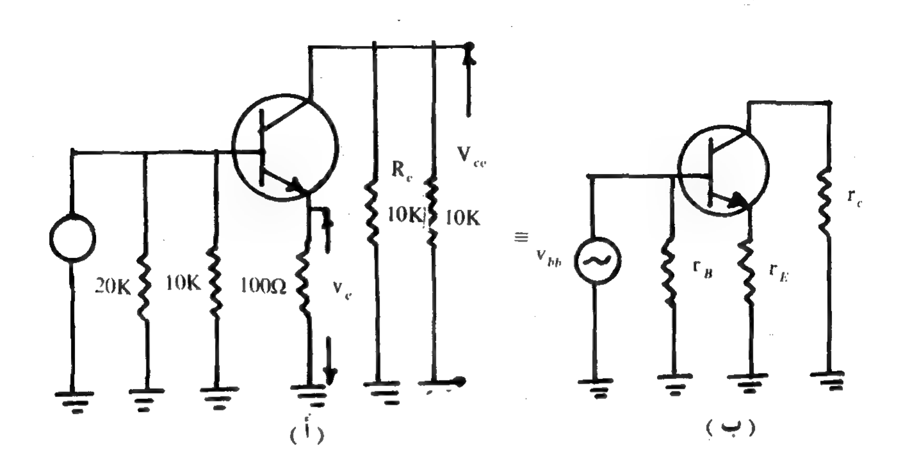
في الدائرة – الشكل (٤) – ادناه احسب كل من $v_c , v_e , v_b , A_i , A_v$, ,



الشكل (٤) .

الحـل :-

لحساب الكميات المطلوبة اعلاه سنقوم برسم دائرة الـ A.C المكافئة الشكل (٥) .



الشكل (٥)

في هذه الدائرة المكافئة الـ A.C نجد أن

$$v_c = i_c r_c \qquad \dots (22)$$

و

$$v_e = i_e r_E \qquad \dots (23)$$

كذلك نجد أن

$$v_{bb} = i_b r_B + i_e (r_c + r_E) \qquad \dots (24)$$

تذكر ان r_B هي مقاومة ثفنن المكافئة المربوطة على التوالي مع المصدر v_{bb} وأن $r_e = \frac{26}{I_E(mA)}$. عند التعويض عن i_c بـ $\frac{i_c}{\beta}$ في المعادلة (24) نحصل على

$$i_c = \frac{v_{bb}}{r_c + r_E + \frac{r_B}{\beta}} \qquad \dots (25)$$

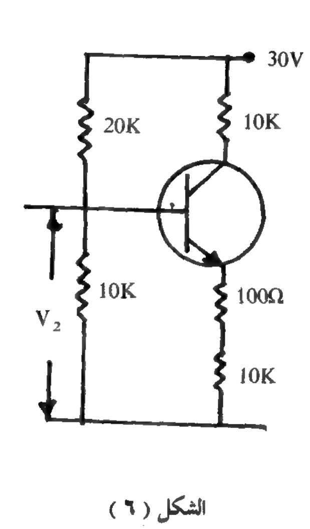
لدينا في الدائرة المكافئة – الشكل (٥ أ) – أن

$$v_{bb}^{\cdot} = 1\ mv = 0{\cdot}001\ v$$

$$r_E = 100\ \Omega$$

$$r_e = \frac{25}{I_E\,(mA)} \qquad r_B = 0$$

يستخرج I_E عن طريق رسم الدائرة المكافئة المستمرة – الشكل (٦) . في هذه الدائرة لدينا أن



الشكل (٦)

لدينـا

$$V_2 = \frac{30 \times 10}{30\ K} = 10\ V$$

$$V_2 \approx I_E R_E$$

$$\therefore I_E = \frac{10}{10{\cdot}1\ K} \approx 1\ mA$$

وبهذا فان

$$r_e = \frac{25}{1} = 25\ \Omega$$

ومنها نجد ان

$$i_e = \frac{0{\cdot}01}{100 + 25 + 0} = 8\ \mu A$$

وعلى فرض ان $i_e \simeq i_c$ نستطيع ان نجد

$v_c = i_c r_c = 8 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^3 = 40$ mv

و $v_e = i_e r_E = 8 \times 10^{-6} \times 100 = 0.8$ mv

و $v_b = i_e (r_e + r_B) = 8 \times 10^{-6} (125) = 1$ mv

يلاحظ في اعلاه ان $v_{bb} = v_b$ وذلك لأن $r_B = o$.

على فرض ان $\beta_{a.c} = \beta_{d.c}$ نستطيع ان نجد

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \beta \frac{i_b}{i_b} = \beta \, a.c = 100$$

و

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_c}{v_b} = \frac{40}{1} = 40$$

او أن

$$A_v = \frac{i_c r_c}{i_i (r_E + r_e)} = \frac{5000}{125} = 40$$

لدينا ان ممانعة القاعدة

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v_{bb}}{i_b} = \frac{\beta v_{bb}}{i_e}$$

او أن

$$Z_{in} = \beta (r_E + r_e) \qquad \dots (26)$$

هذه الممانعة مربوطة على التوازي مع $R_2 . R_1$ لذا فان Z_{ic} – من المعادلة (20) تساوي

$Z_{ic} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2$

أو أن $Z_{ic} = 100 (100 + 125) \parallel 20 \text{ K} \parallel 10 \text{ K}$

$= 4.7 \text{ K}\Omega$

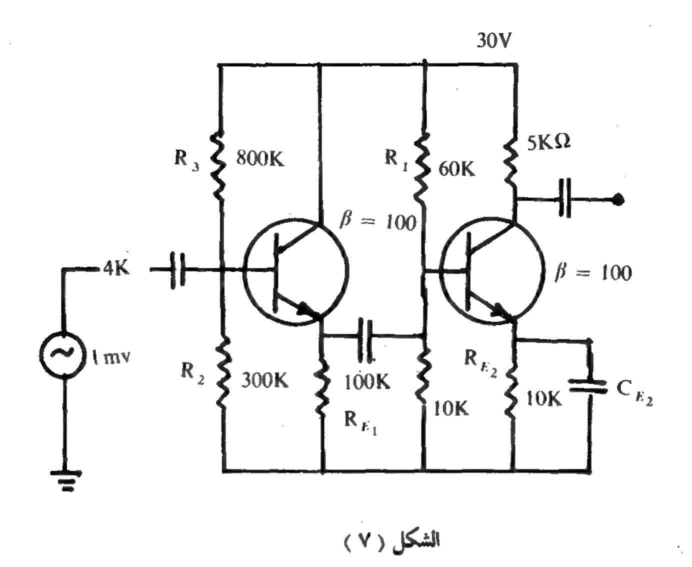
مثـال (٢) :–

احسب قيمة v_o في الشكل (٧) .

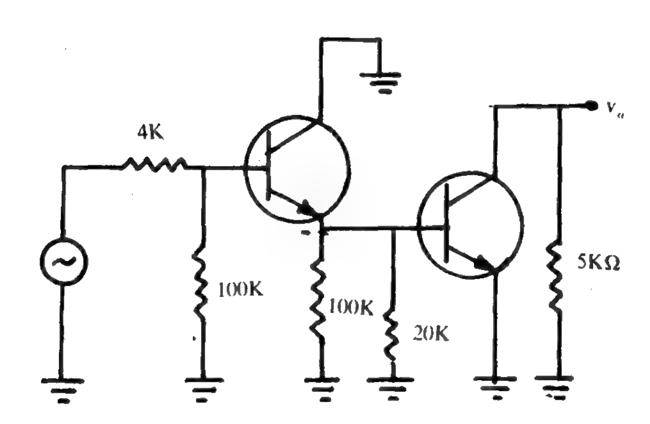
الحـل :–

يتم رسم الدائرة المكافئة المتناوبة كما في الشكل (٨) .

R



الشكل (٧)



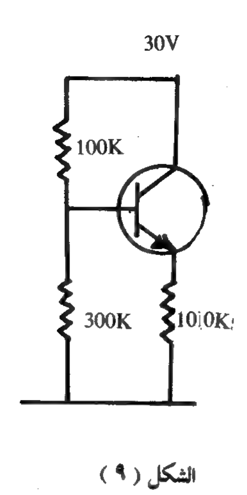
الشكل (٨)

نلاحظ في هذه الدائرة وجود مرحلتين مما يستوجب الفصل بينهما بالرمز لكل مرحلة بما يناسبها .

في المرحلة الاولى لدينا من المعادلة (26)

$$Z_{in_1} = \beta (r_E + r_e)$$

وبنفس الطريقة نجد r_e من رسم الدائرة المكافئة المستمرة – الشكل (٩) . في هذه الدائرة لدينا أن



الشكل (٩)

$$V_2 = \frac{300 \times 30}{900} = 10 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_2}{R_E} = \frac{10}{100 \text{ K}} = 0{\cdot}1 \text{ mA}$$

وعليه فان

$$r_e = \frac{25}{I_E} = \frac{25}{0{\cdot}1} = 250\ \Omega$$

يلاحظ بالنسبة لـ r_E للمرحلة الاولى انها مربوطة مع z_{ic} للمرحلة الثانية وعليه فان استخراجها يتم بالصور الآتية :

$$r_{E_1} = R_{E_1} \parallel Z_{ic_2} \qquad \dots (27)$$

لدينا أن

$$Z_{ic_2} = Z_{in_2} \parallel R_3 \parallel R_4 \qquad \dots (28)$$

حيث ان

$$Z_{in_2} = \beta (r_{l_2} + r_{e_2})$$

نستخرج r_{e_2} بنفس الطريقةاعلاه وذلك من خلال رسم الدائرة المكافئة المستمرة للمرحلة الثانية – الشكل (٩) – ثم نجد I_l . في هذه الدائرة لدينا أن

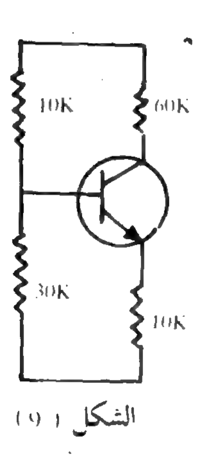
$$V_2 = \frac{30 \times 30}{90} = 10\ V$$

لذا فان

$$I_{l_2} = \frac{10}{10\ K} = 1\ mA$$

او أن

$$r_{e_2} = \frac{25}{1} = 25\ \Omega$$



الشكل (٩)

بالنسبة لـ r_{l_2} فانها تستخرج من الدائرة المكافئة الـ A.C وبسبب من وجود C_l فان r_{l_2} = صفرا . وعليه فان

$$Z_{in_2} = 100 (0 + 25) = 2500\ \Omega$$

او ان

$$Z_{in} = 2500 \parallel 60000 \parallel 30000 = 2.22K$$

وبهذا فان

$$r_{E_1} = 100 \parallel 2 \cdot 22 = 2 \cdot 17 \text{ K}$$

بعد ان حسبنا r_{E_1} ، r_{e_1} نستطيع ان نحسب Z_{in_1} حيث ان

$$Z_{in_1} = \beta (r_{E_1} + r_{e_1}) = 100 (2170 + 250) = 242 \text{ K}$$

ومن ثم نستطيع حساب Z_{ic_1} حيث ان

$$Z_{ic_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{in_1}$$
$$= 600 \parallel 300 \parallel 242 = 110 \text{ K}$$

لذا فان الفولتية الحقيقية الداخلة الى الترانزستور هي

$$v_b = \frac{v_{bb} \times Z_{ic_1}}{Z_{ic_1} + R_s} = \frac{110000}{4000 + 110000} \times 1 = 0 \cdot 965 \text{ mV}$$

على الرغم من ان الفرق بين v_b ، v_{bb} صغيرجدا (الفرق بين 1mV ، 0·965 mV) الا انه من الواضح ان حساب مثل هذا الفرق يعطي فهما أكبر واعمق لدوائر الترانزستور ومايحدث فيها الان وبعد ان تم حساب v_b يمكننا ان نستمر في الحل لنجد A_{r_1} و A_{r_2} حيث ان

$$A_{r_1} = \frac{r_{E_1}}{r_{E_1} + r_{e_1}} \qquad \dots (29)$$

هذه المعادلة تمثل الكسب في الجهد لدائرة مكبر تابع الباعث emitter follower وعليه فان

$$A_{r_1} = \frac{2170}{2170 + 250} \simeq 0 \cdot 897$$

اما بالنسبة لدائرة مكبر الباعث المشترك فان الكسب في الجهد يكون مساويا لـ

$$A_{r_2} = \frac{r_{c_2}}{r_{e_2}} \qquad \dots (30)$$

أي ان

$$A_2 = \frac{5000}{25} = 200$$

وعليه فان الكسب الكلي للدائرة في الشكل (٧) - يكون مساويا لـ

$$A = A_1 A_2 \qquad \ldots (31)$$

اي ان

$$A = 0{\cdot}897 \times 200 = 179$$

وحيث ان

$$v_o = A v_b \qquad \ldots (32)$$

لذا فان

$$v_o = 179 \times 0{\cdot}965 \text{ mv} = 173 \text{ mV}$$

مما تقدم اعلاه ومن الامثلة نستطيع ان نخرج بالنقاط الآتية :

1- ان تحليل دوائر المكبرات عن طريق رسم الدوائر المكافئة المتناوبة والمستمرة هو أكثر وضوحا واسهل فهما وعليه فاننا سنحاول وضع المعادلات الخاصة بالكسب والممانعات لدوائر التكبير الاخرى بصيغ هذه الدوائر المكافئة مع الاشارة الى مايقابلها من الثوابت الهجينية .

2- تكون ممانعة الادخال لمكبر الباعث المشترك بدون مقاومة باعث مساوية لـ βr_e حيث ان $\left(r_e = \dfrac{25}{I_E\,(mA)} \right)$ وكذلك هو الحال ايضا مع وجود المتسعة C_E على الرغم من وجود R_E حيث ان $r_E =$ صفراً مع وجود المتسعة C_E . من جهة اخرى اذا كانت R_E موجود من دون المتسعة C_E فان ممانعة الدخول ستكون مساوية لـ $\beta(r_E + r_e)$ حيث ان $R_E = r_E$ في حالتي الدائرة المكافئة الـ A.C او الـ A.C .

3- ان التكبير في الفولتية لمكبر الباعث (عندما تؤخذ الفولتية الخارجة من نقطة المجمع) تكون مساوية لـ $\dfrac{r_c}{r_E + r_e}$ (مع وجود R_E) اما بالنسبة لتابع الباعث (عندما تؤخذ الفولتية الخارجة من نقطة الباعث) فيكون مساويا لـ $\left(\dfrac{r_E}{r_E + r_e} \right)$

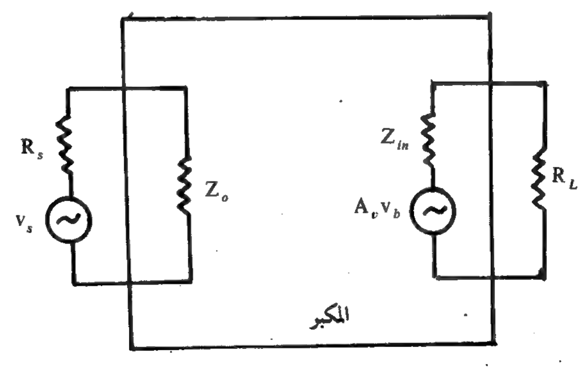
وتساوي 1 تقريبا . اما بالنسبة للتكبير في التيار فيكون مساويا لـ β ، $(\beta + 1)$ وعلى التوالي .

4- تأثير R_s :- تعمل R_s مع Z_{in} على تقسيم الفولتية الداخلة المتناوبة ويلاحظ ذلك واضحا في المثال الثاني فبدون تابع الباعث ستكون ممانعة الادخال للمرحلة الثانية حملاً ثقيلا على المصدر وسيتكون مقسم الفولتية من (4K) على التوالي مع (2.22 K) والذي يعني ان معظم الاشارة ستسقط عبر مقاومة المصدر (4K) لانها الاكبر في هذه الحالة . الا ان استعمال تابع الباعث قد رفع منسوب ممانعة الادخال من (2.22 K) الى (110 K) وبهذا فان معظم فولتية المصدر - 96.5% منها - ظهرت عند قاعدة المرحلة الاولى . ولان لتابع الباعث كسب في الفولتية يقرب من الواحد لذا فان الاشارة تصل الى قاعدة المرحلة الثانية وهذا هو عمل المصدر .

5- تأثير R_L :- لو كان المطلوب في المثال حساب v_o بدلا من v_c لوجدنا ان

$$v = \frac{v_c R_L}{R_L + Z_o} \qquad \ldots (33)$$

وعليه فان تأثير R_L عند ربطها بالصورة المبينة في الشكل (١٠) هو كتأثير R_s ، اي تقسيم الفولتية الخارجة بدلا من الداخلة - انظر الشكل .



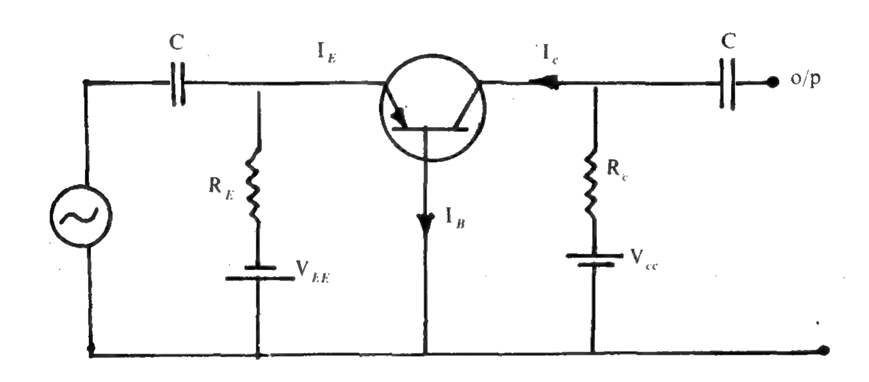
الشكل (١٠)

لابد لنا أخيراً من ان نذكر ان مكبر الباعث المشترك يمتاز بقدرته على تكبير الفولتية والتيار كما يلاحظ ان ممانعة الادخال Z_{ic} وممانعة الاخراج تكون ذات قيم متوسطة بين

الربطين الاخريين (القاعدة المشتركة والمجمع المشترك) كذلك فان الموجة الخارجة تختلف بالطور بـ 180 من الموجة الداخلة .

ب – مكبـر القاعـدة المشتركـة Common base amplifier :–

تكون معظم الدوائر البسيطة لمكبر الترانزستور ذي القاعدة المشتركة التي تستخدم مصدرين للفولتية ، مشابهة الى حد كبير للدائرة في الشكل (١١) . تمتاز هذه الدوائـر بممانعة ادخال واطئة وممانعة اخراج عالية وكسب كبير نوعا ما في الفولتية . لذا فان استخدام هذه الدوائر يكون في المجالات التي يلزم فيها كون ممانعة الادخال واطئة او عند الترددات العالية نوعا ما .



الشكل (١١) دائرة مكبر القاعدة المشتركة .

ان الكسب الكبيرة في الفولتية لهذه الدائرة يعود الى سببين :– اولاهما ان وصلة الباعث – قاعدة تكون منحازة اماميا وبذلك فان مقارنة هذه الوصلة صغيرة مقارنة مع مقاومة وصلة المجمع – قاعدة المنحازة عكسيا وثانيهما ان التيار المار في دائرة الدخل I_E يكون مساويا او اكبر قليلا من التيار المار في دائرة الاخراج I_C وعليه فان

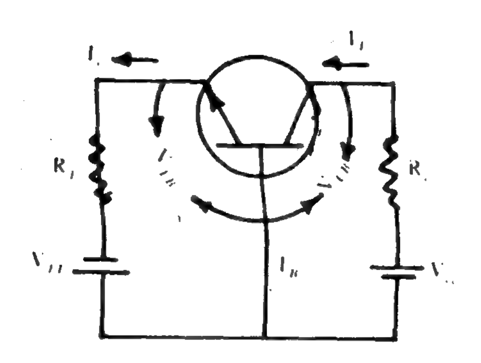
$$I_C r_r >> I_E r_f \quad \dots (34)$$

حيث تمثل r_f , r_r مقاومة وصلة المجمع – قاعدة العكسية ومقاومة وصلة الباعث – قاعدة الامامية وعلى التوالي .

سنقوم هنا ايضا . بتحليل دائرة مكبر القاعدة المشتركة بنفس الطريقة التي قمنا بها عند تحليل دائرة مكبر الباعث – المشترك .

تحليـــل الـ D.C :–

يبين الشكل (١٢) الدائرة المكافئة المستمرة لمكبر القاعدة المشتركة في هذه الدائرة نجد أن



الشكل (١٢) الدائرة المكافئة المستمر للدائرة في الشكل (١١) .

$$V_{EE} = I_E R_E + V_{BE} \qquad \ldots (35)$$

$$\therefore I_E = \frac{V_{EE} - 0.6}{R_E} \qquad \ldots (36)$$

كذلك نجد ان

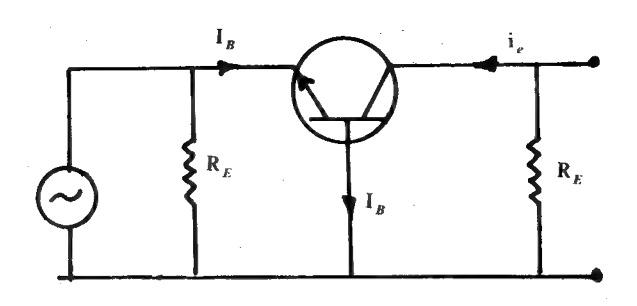
$$I_C \simeq I_E$$

و

$$V_{CC} = V_{CB} + I_C R_C \qquad \ldots (37)$$

تحليـــل الـ A.C :–

يبين الشكل (١٣) الدائرة المكافئة المتناوبة لمكبر القاعدة المشتركة . في هذه الدائرة نجد ان



الشكل (١٣) الدائرة المكافئة المتناوبة للدائرة في الشكل (١١) .

$$Z_{ic} = R_E \parallel h_{ib} \approx h_{ib} \qquad \ldots (38)$$

$$Z_o = R_c \parallel r_{ob} \approx R_c \qquad \ldots (39)$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{i_e} \approx h_{fb} \qquad \ldots (40)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{i_c Z_o}{i_e Z_{ic}} \qquad \ldots (41)$$

$$= \frac{i_c R_c}{i_e h_{ib}} = h_{fb} \left(\frac{R_c}{h_{ib}} \right) \qquad \ldots (42)$$

$$A_p = (h_{fb})^2 \left(\frac{R_c}{h_{ib}} \right) \qquad \ldots (43)$$

مثـال (٣) :-

في الدائرة – الشكل (١٤) – احسب كل من Z_{in} , A_v , v_{cb} , v_{cB} **وكذلـك** Z_o .

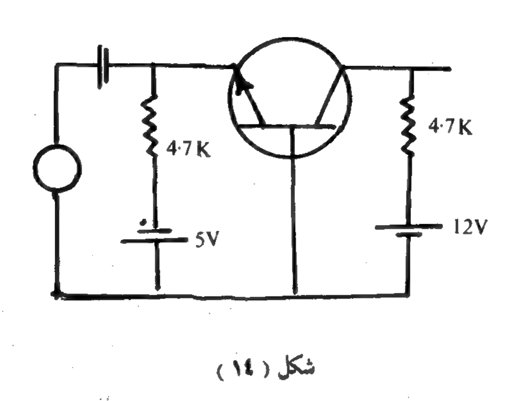
الحـل :-

بالنسبة لـ V_{CB} **لدينا ان**

$$I_E = \frac{5 - 0.3}{4.7\ K} \approx 1\ mA$$

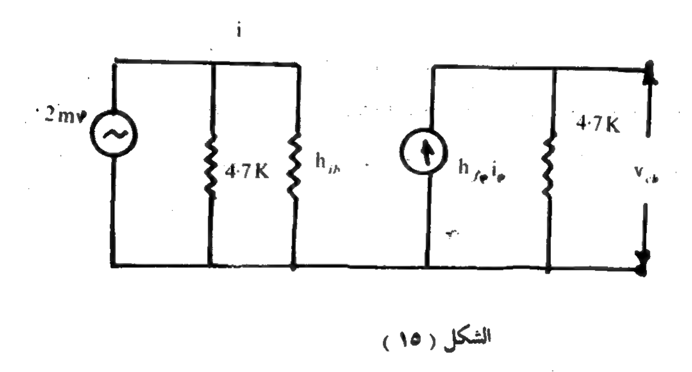
$$I_C = \alpha I_E \approx I_E = 1\ mA$$

$$V_{cB} = 12 - 1\ mA \times 4.7\ K = 7.3\ V$$



شكل (١٤)

بالنسبة لـ V_{cb} نجد الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (١٥) . في هذه الدائرة لدينا ان



الشكل (١٥)

$$h_{ib} = \frac{25}{I_E\ (mA)} = 25\ \Omega$$

$$i_e = \frac{2}{25} = 80\ \mu A$$

لدينا ان

$$v_{cb} = v_o = 80\,\mu A \times 4{\cdot}7\,K = 376\,mV$$

$$Z_{ie} = h_{ib} \parallel R_E = \frac{h_{ib}\,R_E}{h_{ib} + R_E}$$

$$= \frac{4700 \times 25}{4700 + 25} \simeq 25\,\Omega = h_{ib}$$

اما بالنسبة لـ Z_o فان

$$Z_o = r_{ob} \parallel R_c \simeq R_c = 4{\cdot}7\,K\Omega$$

جـ- مكبـــر المجمـــع - المشتـــرك common collecter amplifier :-

رأينا في البند السابق ان مكبر القاعدة المشتركة يمتلك ممانعة ادخال واطئة وممانعة اخراج عالية وكسباً في الفولتية عالياً نوعا ما وكسباً في التيار يساوي واحدا تقريبا . من جهة أخرى فان مكبر المجمع - الشكل (١٦) - يمتلك خصائص تكاد تكون معكوســة لخصائص مكبر القاعدة المشتركة . فهو يمتلك ممانعة ادخال عالية جداً وممانعة اخــراج واطئة جداً وكسباً عالياً في التيار بينما يكون كسبه للفولتية مساويا للواحد تقريبا . وبهذا فان الكسب في القدرة في مكبر المجمع المشترك يكون اقل مما هوعليه في مكبر الباعث المشترك .

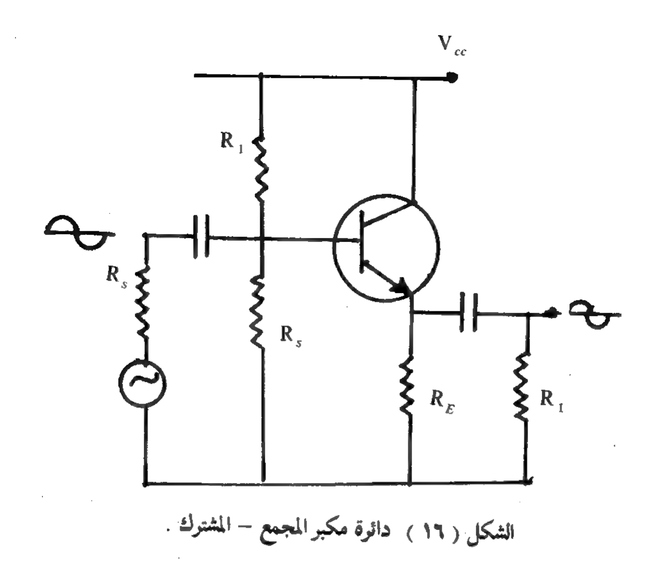
يبين الشكل (١٦) . دائرة نموذجية لمكبر المجمع المشترك ويلاحظ ان فيها شبها كبيرا بدائرة الباعث - المشترك سوى ان المقاومة R_C لم تعد موجودة وعليه فان الفولتية الخارجة قــد أخذت من نقطة الباعث . من هنا فانه يصبح من غير الجائز ربط متسعة امرار (C_E) حول المقاومة R_E .

تحليـــل الـ D.C :-

تكون فولتية المجمع مساوية لـ

$$V_E = V_2 - V_{BE} - I_B R_B \qquad \ldots (45)$$

حيث ان $R_B = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. وبهذا فان



الشكل (١٦) دائرة مكبر المجمع – المشترك .

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE} - I_B R_B}{R_E} \qquad \ldots (46)$$

ويكون الكسب في الفولتية مساويا لـ

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_e}{V_b} \approx 1$$

وبهذا فان فولتية الباعث تتبع (follows) فولتية القاعدة – أي انها نسخة منها – لذا فان هذا المكبر يدعى احيانا بتابع الباعث (emitter followers) .
يكون الكسب في التيار مساويا لـ

$$A_i = \frac{i_0}{i_1} = \frac{I_E}{I_B} = \frac{(\beta + 1) I_B}{I_B} = (\beta + 1) \qquad \ldots (44)$$

يستخدم تابع – الباعث كمصد buffer amplifier . اي يتم تشغيله بوساطة مصدر فولتية ذي ممانعة اخراج عالية ليجهز بدوره مكبراً ذا ممانعة ادخال واطئة ، بالقدرة اللازمة .

مثـال (4) :-

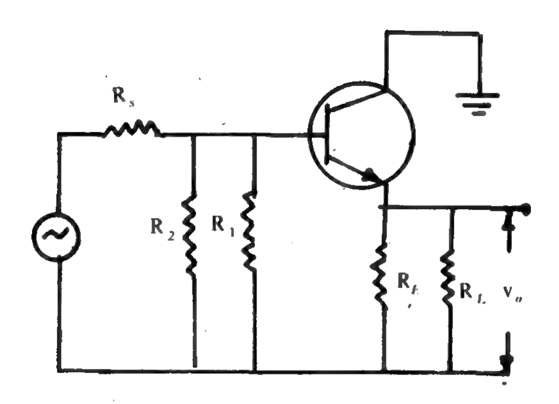
احسب Z_o , A_v , Z_{ic} للدائرة في الشكل (١٦)

الحـل :-

عند رسم الدائرة المكافئة المتناوبة – الشكل (١٧) – نجد ان

$$r_E = \frac{R_E R_L}{R_E + R_L} \quad \dots (45)$$

كذلك نجد



الشكل (١٧) الدائرة المكافئة المتناوبة للدائرة في الشكل (١٦) .

$$Z_{in} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) r_E \quad \dots (46)$$

$$\simeq \beta (r_e + r_E) \quad \dots (47)$$

ومنه نجد Z_{ic} حيث ان

$$Z_{ic} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2$$

لدينا ان

$$A_v = \frac{v_e}{v_b} = \frac{h_{fe} r_E}{h_{fe} r_E + h_{ie}} \quad \dots (48)$$

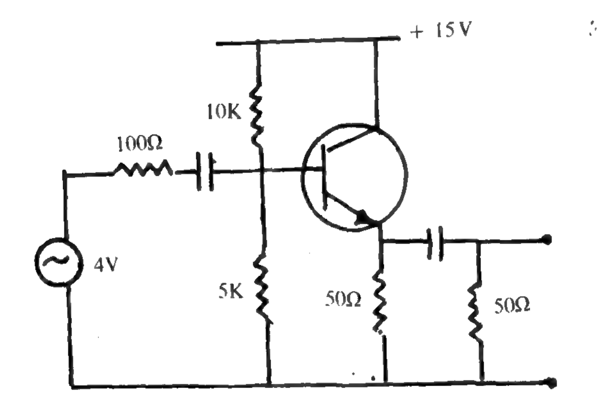
$$= \frac{h_{fe}\, r_E}{h_{fe}(r_E + r_e)} = \frac{r_E}{r_E + r_e} \qquad \dots (49)$$

اما بالنسبة لـ Z_o فان

$$Z_o = \left(h_{ib} + \frac{R_1 \| R_2 \| R_s}{h_{fe}} \right) \| R_E \qquad \dots (50)$$

مثـال ((5)) :-

في الدائرة ادناه – الشكل (١٨) احسب كلاً من A_v و A_i و Z_{in} و Z_o و v_o اذا علمت ان $h_{fe} = 100$ و $h_{ib} = 3\Omega$.



الحــل :-

لدينا أن

$$A_v = \frac{r_E}{r_E + r_e} \qquad \dots (51)$$

حيث ان

$$r_E = R_E \| R_L = 25\,\Omega$$

اما r_e فيتم حسابها من ايجاد I_E من الدائرة المكافئة المستمرة حيث ان (يترك للطالب رسم الدائرة المكافئة المستمرة) .

$$I_E = \frac{25}{500} = 10 \text{ mA}$$

وعليه فان

$$r_e = 2.5\ \Omega$$

لذا فان

$$A_v = \frac{25}{25 + 2.5} = 0.90$$

لدينا ان

$$A_i = \frac{i_e}{i_b} = (\beta + 1)$$

فاذا فرضنا ان $\beta_{d.c} = \beta_{a.c}$ وهذا صحيح الى حد كبير . وعليه فان

$$A_i = 100 + 1 = 101$$

لدينا ان

$$Z_{in} = \beta(r_e + r_E) = 100(28) = 2800$$

لذا فان

$$Z_{ic} = 2.8 \| 5 \| 10 = 2.2 \text{ K}$$

من جهة أخرى فان

$$Z_o = \left(3 + \frac{10\text{ K} \| 5\text{K} \| 0.1}{100}\right) 50$$

$$= 3\ \Omega$$

بالنسبة الى v_o فأن

$$v_o = A_v v_b$$

وحيث ان

$$v_b = v_s \times \frac{Z_{ic}}{Z_{ic} + R_s}$$

أى ان

$$v_b = 4 \times \frac{2.8}{2.8 + 0.1} \approx 4V$$

لذا فان

$$v_o = 0.9 \times 4 = 3.6\ V$$

3 – 10 مقارنة بين المكبرات الاساسية للترانزستور :–

تم في البنود السابقة التعرف واشتقاق العلاقات الخاصة بممانعة الادخال والاخراج وكذلك الكسب في التيار والفولتية والقدرة لكل من الانواع الثلاثة للمكبرات الاساسية للترانزستور بدلالة الثوابت الهجينية – h وكذلك بدلالة الدوائر المكافئة المستمرة والمتناوبة .

وحيث ان الحاجة الى مثل هذه المتغيرات ، قائمة بصورة دائمية ولغرض التعرف عليها بسهولة سنقوم هنا برسم منحنيات الكسب في التيار والفولتية وممانعة الادخال والإخراج . اعتمادا على المعادلات الخاصة بها التي اشتقت في القسم السابق ، وعلاقتها جميعا بمقاومة الحمل R_L – انظر الجدول (١) .

يلاحظ في الجدول (1) عدم وجود المعادلات الخاصة بمانعة الادخال كذلك يلاحظ ان المعادلات الاخرى قد كتبت بدلالة ثوابت الدائرة المكافئة – T ولغرض فهم هذه المعادلات سنقوم هنا بدرج المعادلات الخاصة بمانعة الادخال للانواع الثلاثة . والتعليق عليها بعض الشيء ليتسنى للطالب فهم المعادلات الاخرى بصورة أسهل .

أ– ممانعة الادخال بالنسبة لمكبر القاعدة المشتركة يكون مساويا لـ

$$Z_{isc} = r_e + r_b \frac{r_c - r_m}{r_c + r_b} \qquad \dots (52)$$

اذا كانت $R_L = 0$ – اي في حالة قصر الدائرة . اما اذا كانت $R_L = \infty$ فان ممانعة الادخال للدائرة المفتوحة تكون مساوية لـ

$$Z_{ioc} = r_e + r_b \qquad \dots (53)$$

يلاحظ من المعادلتين (52) و (53) ان Z_{ioc} – ممانعة الدائرة المفتوحة – اكبر من Z_{isc} – ممانعة الدائرة المقصورة وعليه فان Z_{ic} لربط القاعدة المشتركة تزداد مع زيادة R_L – انظر الشكل (أ) في الجدول (1) .

ب – ممانعة الادخال بالنسبة لمكبر الباعث – المشترك تكون مساوية لـ

$$Z_{isc} = r_b + r_e \frac{r_c}{r_d + r_e}$$

لـ $R_L = \infty$ وتكون مساوية لـ

$$Z_{ioc} = r_b + r_e$$

لـ $R_L = 0$. وبهذا فان ممانعة الادخال لربط الباعث المشترك تقل نوعا ما . مع زيادة R_L – الشكل (أ) .

جـ – في حالة ربط المجمع المشترك لدينا ان

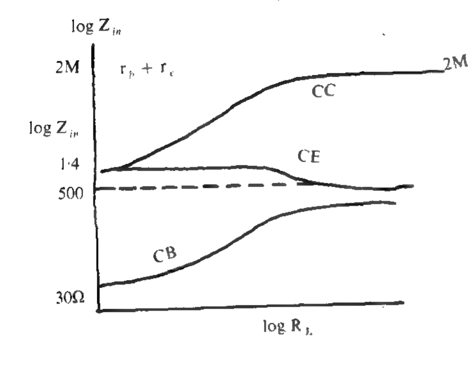
$$Z_{isc} = r_b + r_e \frac{r_c}{r_d + r_e}$$

في حالة $R_L = 0$ اما في حالة كون $R_L = \infty$ فان ممانعة الادخال تكون مساوية لـ

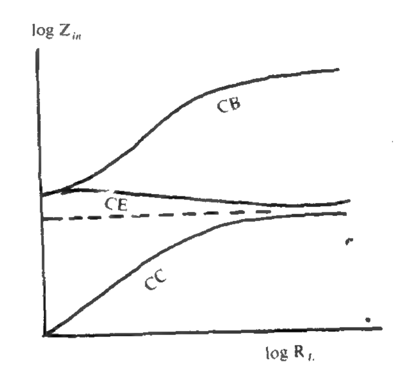
$$Z_{ioc} = r_b + r_c$$

وهكذا نجد ان Z_{ios} لربط المجمع المشترك تكون اكبر من Z_{isc} وتزداد هذه الممانعة لذلك . مع زيادة R_L .

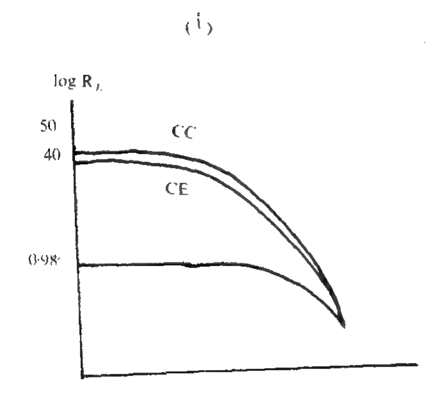
	$R_L = 0$			$R = \infty$		
	القاعدة – المشتركة	الباعث المشترك	المجمع المشترك	CB	CE	CC
	$r_c - r_b \frac{r_m - r_e}{r_b + r_e}$	$r_d + r_e \frac{r_m + r_b}{r_e + r_b}$	$r_e + r_d \frac{r_b}{r_c + r_b}$	$r_c + r_b$	$r_d + r_e$	$r_e + r_d$
A_i	$\frac{r_b + r_m}{r_b + r_c}$	$\frac{r_m - r_e}{r_d + r_e}$	$\frac{-r_c}{r_d + r_e}$	o	o	o
A_v	o	o	o	$\frac{r_m + r_b}{r_e + r_b}$	$\frac{-(r_m - r_e)}{r_e + r_b}$	$\frac{r_c}{r_c + r_b}$



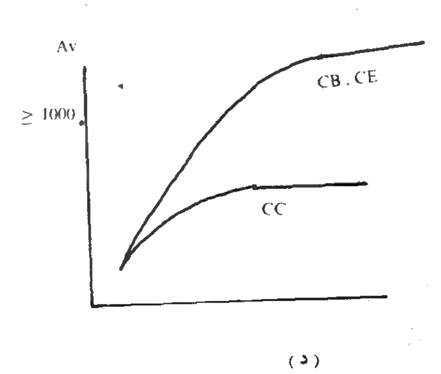
(أ)



(ب)



(ج)



(د)

الجدول (١)

اسئلة ومسائل

1) ماالمقصود بمكبرات الاشارة الصغيرة .
2) عدد المكبرات الاساسية للترانزستور ثم بين أهم مميزاتها .
3) بين كيف تؤثر R_s على حجم التكبير؟ وهل في ادخالها من فائدة ؟ وضح ذلك .
4) هل لمقاومة الحمل لمكبر المرحلة الاولى - في مكبر ذي مرحلتين - تأثير على ممانعة الادخال لمكبر المرحلة الثانية ؟ اشرح ذلك .
5) هل هناك اختلاف في الطور بين الموجة الداخلة والخارجة في مكبر القاعدة المشتركة ؟ اشرح ذلك .
6) لماذا يسمى مكبر المجمع - المشترك بتابع الباعث ؟ اشرح ذلك ثم بين اهم استعمالاته .
7) لماذا يكون التحليل بواسطة الدوائر المكافئة الـ D.C والـ A.C هو الافضل لدوائر المكبرات ؟ اشرح ذلك .
8) بين اوجه الشبه والاختلاف بين المكبرات الاساسية من حيث
   أ- الكسب في التيار .
   ب- الكسب في الفولتية .
   جـ- الكسب في القدرة .
   د- ممانعة الادخال .
   هـ- ممانعة الاخراج .
   و- الاستعمال .
9) وضح اياً من المكبرات الاساسية يمتلك أياً من هذه المواصفات
   1) اختلاف في الطور بين الاشارة الخارجة والداخلة قدره $180°$.
   2) اعلى ممانعة ادخال .
   3- اوطأ ممانعة ادخال .
   4- اوطأ كسب في القدرة .
   5- اعلى تكبير في التيار .
   6- الكسب في الجهد فيه اقل من واحد .
   7) اعلى ممانعة اخراج .
   8) لايستعمل ممانعة امرار .
10) في مكبر الباعث المشترك اشرح ماذا يحدث لجهد الاخراج اذا

أ- زاد V_{cc} .

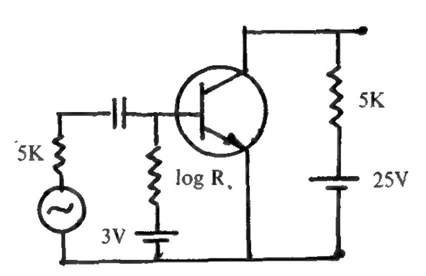
ب- تقليل R_c .

ج- زيادة في R_B .

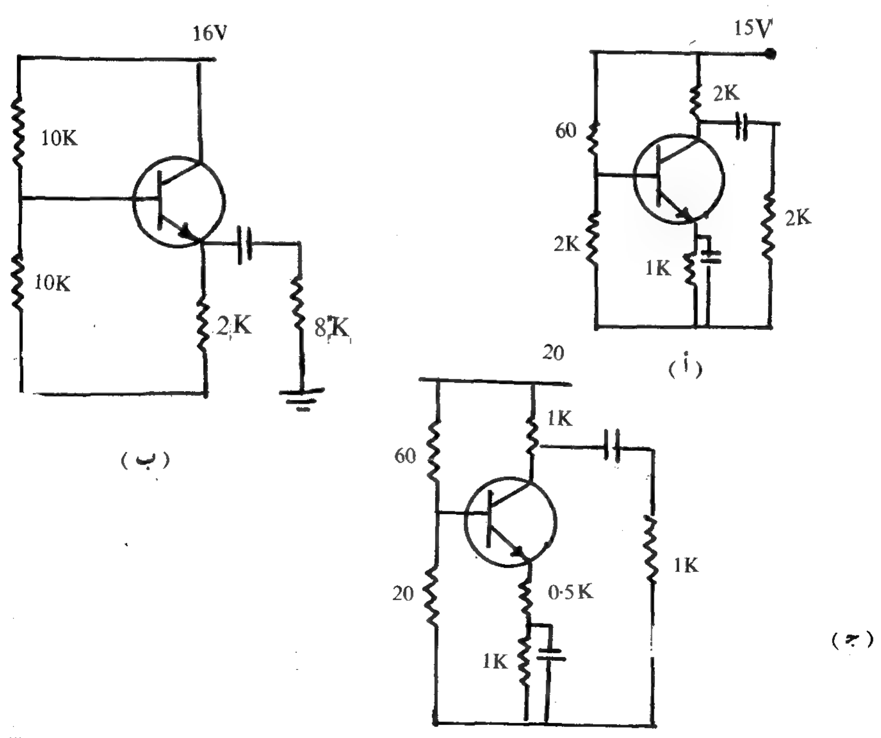
د- زيادة في β .

هـ- ربط مقاومة R_L الى الدائرة .

11) احسب الكسب في كل من التيار والفولتية وكذلك ممانعتي الادخال والاخراج للدائرة ادناه .



12) احسب كلاً من A_v و A_i و Z_{ic} و Z_o لكل من الدوائر ادناه .



الفصل الحادي عشر

ترانزستور تأثير المجال

Field-Effect Transistor

1 - 11 المقدمة :-

على الرغم من أن فكرة ترانزستور تأثير المجال field -effect transistor أو اختصاراً (FET) كانت معروفة منذ ان عرف الترانزستور الثنائي القطبية الا ان عملية تصنيعه لم تتم بنجاح حتى سنة 1960 على أثر الاقتراحات التي جاء بها شوكلي في عام 1952

ويعد ترانزستور تأثير المجال ، في الوقت الراهن ، العمود الفقري للدوائر المتكاملة وهو يفضل على الترانزستور الثنائي القطبية BJT في عدة نواح منها :-

أ- سهولة تصنيعه وكذلك صغر المساحة التي يحتلها لذا فأنه اكثر استعمالاً وملائمة في الدوائر المتكاملة (IC) وكذلك اطول عمراً واكبر كفاءة من الترانزستور الثنائي القطبية .

ت- يمتلك ممانعة ادخال عالية جداً (عادة ماتكون اكبر من 100 ميكاً اوم) مقارنة مع ممانعة الادخال الصغيرة للترانزستور الثنائي القطبية وذلك لان دائرة الادخال هذا الترانزستور - وكما هو معروف - منحازة اماميا .

ج- يكون أقل عرضة للتأثيرات الحرارية .

د – يكون اقل توليداً للضوضاء ويقصد بالضوضاء هنا ، التغيرات الكهربائية التي تسببها حركة الالكترونات – التي تظهر على شكل اشارات غير مرغوبٍ فيها عادة ، مع موجة الاخراج داخل التركيب شبه الموصل .

هـ– يمكن استعماله عند الترددات العالية وذلك لان حركة الحاملات في القناة – كما سنرى لاحقا – لاتتم عن طريق الانتشار بل في مجال معجل وحيث ان تردد القطع لايتحدد عمليا بزمن مرور الحاملات في القناة بل بسعة الملتقى P-N لذا فان ترانزستور تاثير المجال يفضل ترانزستور ثنائي القطبية كثيراً في هذا الخصوص .

ان اساس عمل ترانزستور تاثير المجال هو التحكم في قيمة التيار الخارج بوساطة التأثير الذي يحدثه المجال الكهربائي ، الناتج عن تسليط جهد على مسار هذا التيار ومن هنا جاءت التسمية بترانزستور تأثير المجال ويسمى ايضا بالترانزستور الاحادي القطبية وذلك لان التيار الناتج يعتمد على حركة نوع.واحد من الحاملات للشحنة اما الالكترونات او الفجوات وذلك حسب نوع القناة channel المستعملة في الترانزستور .

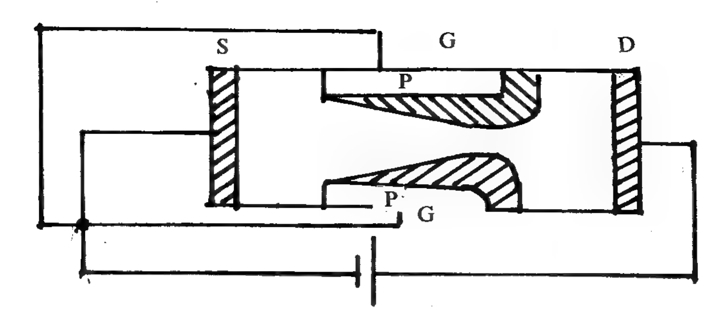
واخيراً لابد لنا من القول أن هناك نوعين رئيسين من ترانزستور تأثير المجال هما :–

1– ترانزستور المجال الوصلي junction field-effect transistor او اختصـــاراً JFET .

2– ترانزستور تأثير المجال ذو القاعدة المعزولة insulated-gate field-effect transistor او اختصاراً بـ JGFET ويسمى ايضا بالترانزستور ذي الاوكسيد المعدني metal-oxide semiconductor transistor او اختصاراً (MOST) ويعمل كلا النوعين على نفس الاساس وهو التحكم بالتيار بوساطة مجال كهربائي الا ان لهما بعض الخواص المختلفة . لذلك فان خواصهما ستدرس في هذا الفصل كل على انفراد .

2 – 11 ترانزستور المجال الوصلي JFET

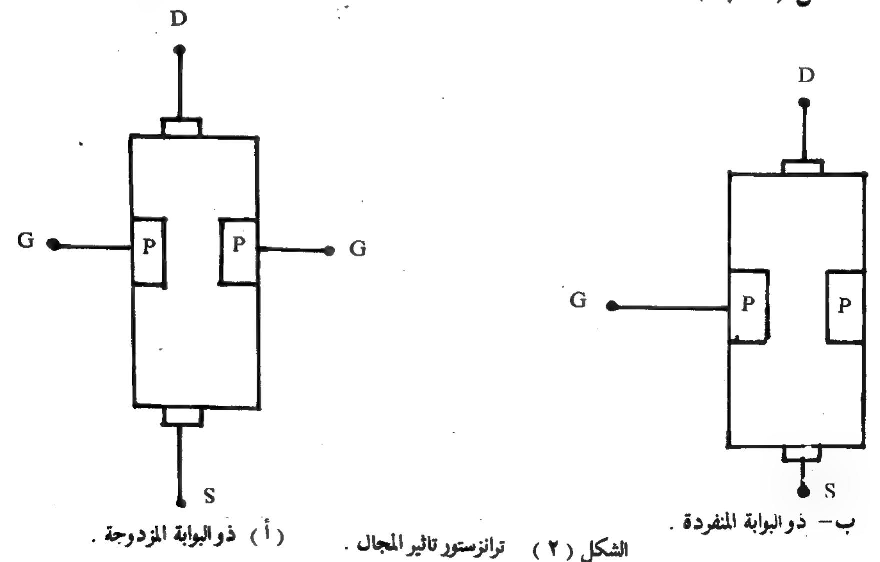
(أ) المكونات :– يبين الشكل (١) الرسم الاصطلاحي لترانزستور تأثير المجال ، وهو عبارة عن لوح من شبه موصل اما سالب (N) واما موجب (P) (غالبا مايكون اللوح من السيلكون الا في حالات الاستعمال الخاصة – في الترددات العالية مثلا – فيكون من



الشكل (١)   ترانزستور تأثير المجال مع فولتية الإنحياز .

الكاليوم ارسيناي (GaAs)) ويسمى بالقناة channel وتسمى النهاية السفلى من القناة بالمنبع source اما النهاية العليا من القناة فتدعى بالمصرف drian .

يلاحظ في الشكل (١) ايضا ، وجود وصلتين من نصف موصل مخالف لمادة اللوح – وعلى جهتي القناة – تدعى كل من هاتين الوصلتين بالبوابة (gate) . عندما يربط طرف خارجي منفصل لكل بوابة يدعى المكون باسم ترانزستور المجال الوصلي ذي البوابة المزدوجة dual-gate الشكل (٢ أ) . اما اذا ربطت البوابتان داخليا بحيث يمتلك الترانزستور طرف بوابة خارجياً واحداً فان الترانزستور سيدعى بذي البوابة المنفردة single-gate الشكل (٢ ب) .



(أ) ذو البوابة المزدوجة .   الشكل (٢) ترانزستور تاثير المجال .   ب– ذو البوابة المنفردة .

وعليه فان ترانزستور تأثير المجال يحتوي على ثلاثة اطراف (على الأقل) وهي :

1- المنبـــع (S) source

وهو الطرف الذي تدخـل مـن خلاله حاملات التيار الاغلبيـة (الالـكترونات او الفجوات) ويعرف التيار الداخل اليه او الخارج منه بتيار المصرِّف ويرمز له بـ I_s . هذا ويناظر المنبع (S) في ترانزستور تأثير المجال ، الباعث (E) في الترانزستور الثنائي القطبية .

2- المصـــرِّف (D) drian

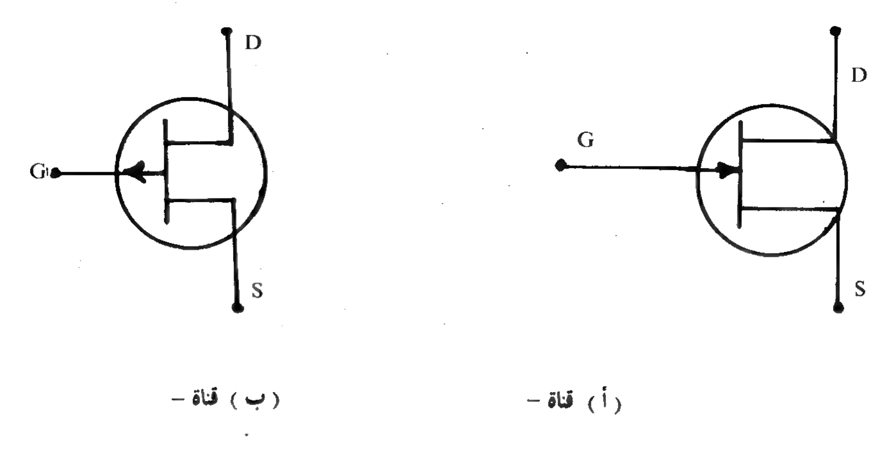
وهو الطرف الذي تخرج منه حاملات التيار الاغلبية مولدة تياراً يعرف بتيار المصرَّف I_D وهو يناظر تيار المجمع I_C في الترانزستور الاعتيادي مما يناظر المصرِّف (C) المجمع (D) في هذا الاخير .

3- البوابـــة (G) gate

وكما اسلفنا تكون البوابة من مادة معاكسة لنوع مادة المنبع والمصرِّف وتركب على وجهي القناة بطريقة السبك او الانتشار ويكون منسوب التطعيم في القناة ، عادة ، اكبر منه في القناة ولذا فكثيراً مانلاحظ وجود العلامة (+) مضافة الى p بالصورة $(p)^+$ او العلامة (−) مضافة الى n بالصور (n^-) لتشير الى ذلك . هذا ويناظر طرف البوابة (G) في ترانزستور تأثير المجال طرف القاعدة في الترانزستور الاعتيادي أو بالاحرى شبكة التحكم في الصمام الخماسي .

على أية حال ، يدعى ترانزستور تأثير المجال اذا كانت مادة اللوح (القناة التابعة له) من شبه موصل سالب ، بترانزستور تأثير المجال ذي القناة ـ n ويرمز له بالشكل (٣ أ) وتكون حاملات الشحنة في هذه الحالة الالكترونات . اما اذا كانت مادة اللوح من النصف الموجب (P) فان حاملات الشحنة ستكون هذه المرة هي الفجوات ويدعى الترانزستور بترانزستور تأثير المجال ذي القناة − p ويرمز له بالشكل (٣ ب)

يلاحظ في الشكل (٣) ان السهم – في كلا النوعين – يكون عمودياً على مركز القناة وذلك لامكانية استبدال المنبع مع المصرف في العديد من ترانزستورات المجال الوصلي بحيث يمكن استعمال اي نهاية كمنبع واستعمال الاخرى كمصرِّف وهذا مالا يصح



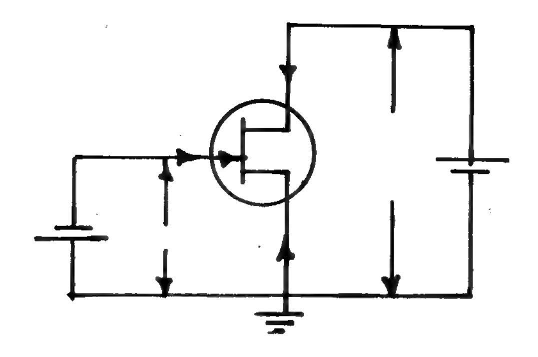
الشكل (٣) الرمز المتداول لترانزستور تأثير المجال .

عمله في الترانزستور الثنائي القطبية حيث يكون المجمع اكبر حجماً واقل تطعيما من الباعث . ويشير اتجاه السهم الى اتجاه التيار الذي يسري في دائرة البوابة عندما تكون منحازة امامياً .

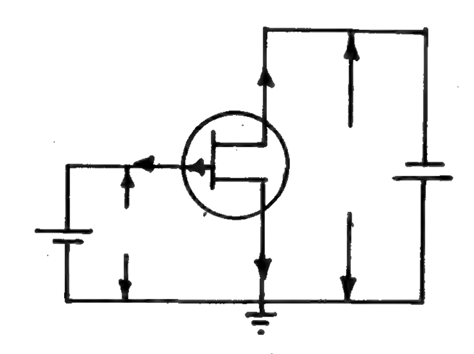
ب – طريقة ربط ترانزستور المجال الوصلي : – خلافاً لما هو عليه الحال في الترانزستور الثنائي القطبية – من حيث ان التيار يسري عبر وصلة الـ PN – فان سريان التيار في ترانزستور المجال الوصلي يتم خلال القناة ويبين الشكل (٤أ) مبدأ توصيل ترانزستور المجال الوصلي ذي القناة n في الدوائر الكهربائية بينما يشير الشكل (٤ ب) الى كيفية ربط ترانزستور المجال الوصلي ذي القناة p

عند معاينة الشكل (٤) يلاحظ ان الجهد بين البوابة والمنبع (V_{GS}) قد اختير – في كلا الحالتين – بحيث تكون البوابة منحازة عكسيا وبذلك فان تيارا صغيرا سوف يسري في طرف البوابة بحيث تكون قيمته كتقريب اولي . مساوية للصفر .

مما جاء اعلاه . يتبين لنا ان الفرق الرئيس بين ترانزستور المجال الوصلي والترانزستور الثنائي القطبية هو ان البوابة تكون منحازة عكسيا في الأول بينما تكون في الثاني منحازة اماميا . هذا الفرق الحاسم بين الاثنين يشير الى ان ترانزستور المجال الوصلي يعمل كجهاز منضبط بالجهد . حيث يسيطر جهد الاخراج وحده على تيار الاخراج الذي يختلف



(أ) دائرة الانحياز الترانزستور قناة -



(ب) دائرة الانحياز لترانزستور قناة -

الشكل (٤) دائرة الانحياز لترانزستور تأثير المجال .

عن الترانزستور الثنائي القطبية حيث ان هذا الاخير يعد جهازاً منضبطاً بالتيار ذلك لأن تيار الادخال يتحكم بتيار الاخراج .

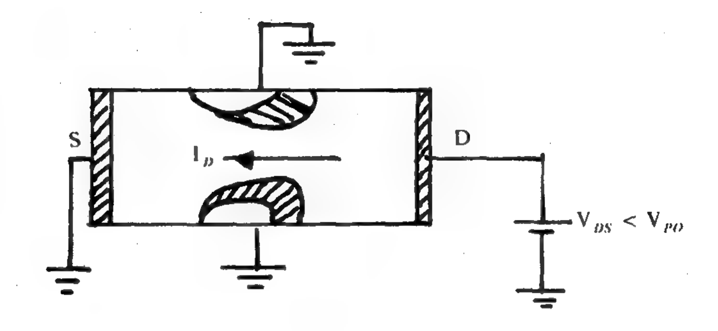
كذلك نستطيع تلخيص الفرق بين الترانزستورين بدلالة ممانعة الادخال ذلك ان كون تيار البوابة في ترانزستور المجال الوصلي - صغيراً جداً يعني ان مقاومة الادخال لهذا الترانزستور تقترب من مالانهاية وهي تساوي عدة ميكااوم معتمدة على JFET الخاص . لذا يفضل ال JFET في التطبيقات التي نحتاج فيها الى مقاومة ادخال عالية .

ان الثمن الذي ندفعه مقابل مقاومة الادخال العالية هذه هو سيطرة أقل على تيار

الاخرج أو بعبارة اخرى يكون ال JFET أقل حساسية للتغيرات في جهد الادخال من ترانزستور الثنائي القطبية .

كذلك يلاحظ من الشكل (4) ان الجهد بين المصرف والمنبع V_{DS} قد اختير بحيث ان حركة حاملات الشحنة (الالكترونات أو الفجوات) تكون باتجاه المصرف .

3 – 11 مبدأ عمل ترانزستور المجال الوصلي :–



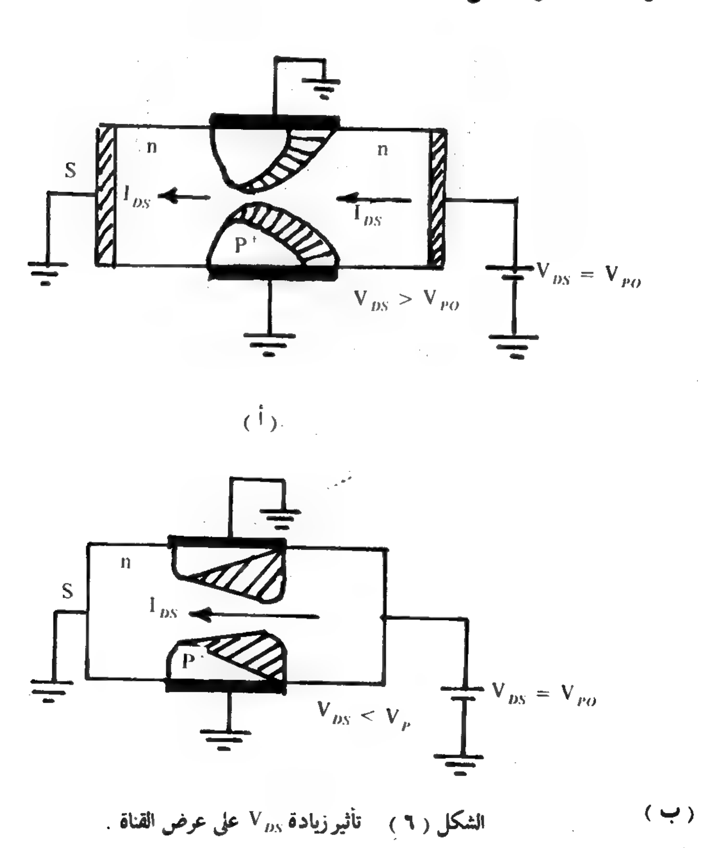
الشكل (٥) تأثير الجهد الموجب للمصرف على عمل ترانزستور تأثير المجال .

لفهم عمل ترانزستور المجال الوصلي سنأخذ ترانزستور بقناة من نوع n ونفترض كذلك ان المنبع والبوابتين عند الجهد الصفري ثم نحاول دراسة التأثير الذي يحدثه تسليط جهد موجب صغير على المصرف – انظر الشكل (5) .

ان وجود مثل هذا الجهد الموجب بين المصرف والمنبع سوف يؤدي الى سريان الالكترونات من المنبع الى المصرف (بينما يسري التيار من المصرف الى المنبع) وان قيمة هذا التيار تعتمد في البداية على الأقل . على قيمة هذا الجهد المسلط وكذلك على قيمة مقاومة القناة (هذه الأخيرة هي دالة لمنسوب التطعيم في القناة وكذلك عرضها وطولها وسمكها) .

من جهة اخرى فان تسليط جهد موجب على المصرف سيؤدي كذلك الى احداث جهد انحياز سالب على وصلة الـ PN الذي يكونها كل من المصرف او المنبع (اي جسم القناة) مع البوابة ، وبذلك فان تياراً صغيراً سوف يسري في دائرة البوابة .

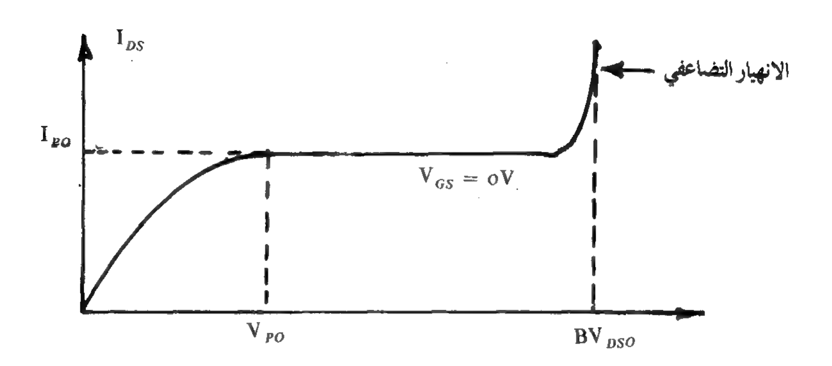
مما تقدم يتضح لنا ان زيادة جهد المصرف V_{DS} سوف يؤدي الى زيادة جهد القناة العكسي وبالتالي الى زيادة مساحة منطقة الاستنزاف (الموجودة عادة في وصلة الـ V_{DS}) حول البوابة نتيجة لاندفاع الالكترونات نحو الطرف الموجب من مصدر الجهد والفجوات نحو الطرف السالب منه مؤدياً بذلك الى احداث منطقة خالية من الشحنات الحرة حول البوابة وكلما زاد الجهد المعاكس كلما زاد اتساع منطقة الاستنزاف – انظر الشكل (6) .



(ب) الشكل (٦) تأثير زيادة V_{DS} على عرض القناة .

هذه النتيجة تنطبق بشكل مباشر على ترانزستور المجال الوصلي ويلاحظ في الشكل (٦) تأثير زيادة V_{DS} على عرض منطقة الاستنزاف . ان زيادة عرض الاستنزاف سيؤدي

على تقليل عرض القناة الذي يمر خلاله التيار من المنبع الى المصرف وبذلك تكبر المقاومة التي يجب على التيار ان يواجهها عند ضرورة فيها وبالتالي فانه من المتوقع ان يقل التيار I_D من جهة اخرى فان زيادة V_{DS} يفرض الزيادة في قيمة I_D وهكذا وبسبب من تأثير فعلين يعملان بشكل مضاد لأحدهما الآخر – نتيجة لزيادة V_{DS} فان التيار I_D يظل ثابتاً تقريباً – انظر الشكل (7) .



الشكل (٧) منحنى الخواص لترانزستور تأثير المجال .

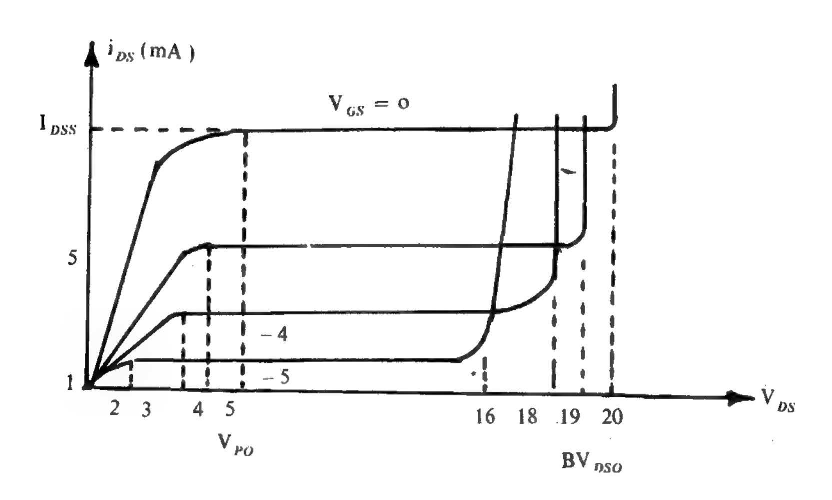
من الجدير بالملاحظة في الشكل (7) ان التيار I_D يثبت بعدما يصل الجهد V_{DS} الى قيمة معينة يعرف بجهد الضيق pinch-off voltage ويرمز له عادة بـ V_p ويعرف بأنه جهد المصرف الذي يكون تيار المصرف بعده ثابتاً تقريباً وعندما يساوي جهد المصرف V_{DS} جهد الضيق تصبح القناة ضيقة وتوشك طبقتا الاستنزاف على التلامس – انظر الشكل (6 ب) . ومن الجدير بالذكر انه لا يمكن لعملية تضيق القناة ان تصل الى حد غلق القناة لان فرق الجهد الذي ادى الى حدوث هذه الظاهرة ، سينعدم ، كما يلاحظ من الشكل (6) . ان عرض طبقة الاستنزاف ليس متجانساً حيث أنها تكون عريضة من جهة المصرف وضيقة نوعاً ما من جهة المنبع والسبب في ذلك ان جهد المصرف هو موجب بينما يكون المنبع عند الجهد الصفري وبالتالي فان ثنائي المصرف – البوابة يكون منحازاً عكسياً بصورة أكبر مما هو عليه ثنائي المنبع – البوابة . .

ظهرت V_P في الشكل (٧) بالرمز V_{PO}. اضيف الحرف O ، هنا ، ليشير الى الجهد الصفري لجهد البوابة .

لابد لنا اخيراً من القول ان لـكل FET جهد الضيق V_p الخاص به كما هو الحال مع β بالنسبة للترانزستور الاعتيادي .

4 - 11 منحنيات الخواص للترانزستور المجال الوصلي : -

وتدعى ايضا بمنحنيات الاخراج وذلك لانها تمثل العلاقة بين التيار الخارج I_D مع جهد الاخراج V_{DS} عند قيم مختلفة ولـكنها ثابتة لجهد الادخال (البوابة) V_{GS} ويبين الشكل (8) مجموعة من هذه المنحنيات .
عند النظر الى الشكل (8) يمكن ملاحظة النقاط الاتية :-
أولاً - وجود ثلاث مناطق متميزة وهي



الشكل (٨) منحنيات الخواص لترانزستور تأثير المجال .

أ- المنطقة الاومية ohmic region :- وتسمى ايضا بالمنطقة الخطية وذلك لأن مقاومة الترانزستور (القناة) تكون ثابتة في هذه المنطقة ومن ثم فان تيار التوصيل I_D يزداد بزيادة الجهد V_{DS} عند ثبوت جهد البوابة V_{GS} . في هذه المنطقة لاتستطيع منطقة الاستنزاف اختراق القناة بشكل كاف للتأثير على مقاومة القناة بشكل فاعل . مما يشير الى تأثير V_{DS} يكون اقل فاعلية من V_{GS} - ومما سنرى في الفقرة اللاحقة .

ب- منطقة الضيق pinch-off region :- وتسمى ايضا بالمنطقة الفعالـــة active region ويكون التيار I_D في هذه المنطقة غير حساس بالنسبة للتغير فـــي V_{DS} . ويلاحظ في هذه المنطقة وجود حالتين متميزتين هما :

1- حالة قصر البوابة :- في هذه الحالة تكون (V_{GS} = صفراً) وبهذا فان I_D يكون مقاسا تحت شرط قصر البوابة ومن ثم فان قيمته تمثل اقصى قيمة لتيار المصرف ويرمز لها بـ (I_{DSS}) .

2- حالة القطع :- وهي الحالة التي يكون فيها I_D مساويا للصفر اي عندمـا تتلامس طبقتا الاستنزاف بفعل من تسليط الجهد المعاكس V_{GS} . ان قيمة V_{GS} التي تولد حالة القطع يرمز لها بـ $V_{GS(off)}$ وان قيمة $V_{GS(off)}$ تساوي دائما نفس قيمة ومقدار جهد الضيق . اي ان

$$|V_{GS(off)}| = |V_p| \qquad \ldots (1)$$

هذه العلاقة صحيحة لجميع ترانزستورات تأثير المجال وفي استمارة المواصفات تعطى قيمة واحدة لـ V_p او تعطي قيمة $V_{GS(off)}$

ج- منطقة الانهيار التضاعفي avalanche breakdown region :- ويلاحظ في هذه المنطقة ان التيار I_{DS} يزداد بشكل كبير لأي زيادة طفيفة في V_{DS} شأنه شأن تيار الانهيار في الترانزستور الاعتيادي ، ويسمى الجهد الذي يحدث عنده الانهيار (حدوث انكسار في منحنيات الخواص) بجهد الانهيار التضاعفي ويرمز له بـ BV_{DS} . ويلاحظ ان قيمة هذا الجهد تقل (اي يظهر عند قيم اقل لـ V_{DS}) عند ازدياد V_{GS} ، ولكن في الاتجاه السالب مما يشير الى وجود علاقة بينهما وتكون من نوع :

$$BV_{DS} = BV_{DSO} + V_{GS} \qquad \ldots (2)$$

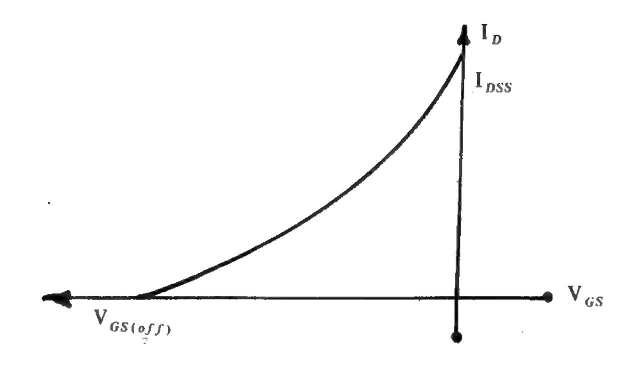
حيث تمثل BV_{DSO} جهد الانهيار في حالة قصر البوابة .

ثانيا :- يلاحظ على هذه المنحنيات أن قيمة V_p تقل هي الاخرى مع الزيادة السالبة لـ V_{GS} مما يشير ايضا الى وجود علاقة بينهما وتكون من نفس العلاقة (2) . أي ان

$$V_p = V_{po} + V_{GS} \qquad \ldots (3)$$

حيث تمثل V_{po} جهد الضيق في حالة قصر البوابة .

ثالثا – تظهر المنحنيات مزدحمة مع بعضها (قريبة من بعضها الاخر) عندما تقترب V_{GS} من V_p – ولكنها تتباعد عندما تقترب V_{GS} من الصفر مما يشير الى ان I_D دالة غير خطية لـ V_{GS} عند ثبوت V_{DS} . وفي معظم ترانزستورات تأثير المجال يكون تغير I_D مع V_{GS} (قريبا من منطقة القطع) قطع مكافىء – انظر الشكل (9) – بحيث ان



الشكل (٩) تغير I_D مع V_{GS}

$$I_D \propto (V_p + V_{GS})^2 \qquad \text{... (4)}$$

او ان

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \qquad \text{... (5)}$$

حيث ان هذه المعادلة تشير الى ان I_D = صفراً عندما تكون $V_p = V_{GS}$ – وان I_D يكون مساويا لـ I_{DSS} عندما يكون V_{GS} = صفراً وهذا ماوجدناه فعلا وعليه فان المعادلة (5) تسمى بمعادلة تيار المصرف .

5 - 11 ثوابت ترانزستور تاثير المجال Parameters OF FET :

كما هو الحال في الصمامات المفرغة والترانزستورات الاعتيادية فان ترانزستور FET يمتلك ثوابت معينة تعمل على تحديد طبيعة عمله في الدوائر ومن هذه الثوابت الرئيسة :

أ – مقاومة المصرف الحركية dynamic drian resistance :– ويرمز لها بـ r_d
وهي لاتختلف كثيراً عن المقاومة الحركية للمصعد في الصمام الخماسي وتعرف بأنها النسبة بين التغير في جهد المصرف – المنبع الى التغير في تيار المصرف عند ثبوت جهد البوابة – المنبع وتكتب كما يأتي :

$$r_d = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \quad V_{GS} = \text{ثابت} \qquad \ldots (6)$$

وتتراوح قيمة r_d مابين $1K\Omega$ في المنطقة الاومية وترتفع الى حد $1\ M\Omega$ في منطقة الضيق حيث يستوي التيار في هذه المنطقة ويكون تغيره عند ثبوت V_{GS} ، صغيراً مقابل التغير في V_{DS} . ولا تدون استمارات المواصفات قيمة r_d وانما تعطي عوضا عن ذلك مقلوبها : أما g_o (توصلية الاخراج) أو y_o (مسامحة الاخراج) وتكون العلاقة بين r_d وهاتين القيمتين كما يأتي :

$$r_d = \frac{1}{g_o} \qquad \ldots (7)$$

و

$$r_d = \frac{1}{y_o} \qquad \ldots (8)$$

ب– التوصلية التبادلية mutud conductance :– ويرمز لها بـ g_m وتشير الى مقدار التحكم الذي يفرضه جهد البوابة على تيار المصرف وهي مشابهة لنظيراتها في الصمامات المفرغة ويمكن لذلك تعريفها : بانها النسبة بين التغير في تيار المصرف الى التغير في جهد البوابة – المنبع عند ثبوت جهد المصرف – المنبع وتكتب كما يأتي :

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad V_{DS} = \text{ثابت} \qquad \ldots (9)$$

وباستخدام هذا التعريف لـ g_m مع المعادلة (5) نحصل على

$$g_m = \frac{2\, I_{DSS}}{V_p} \left\{ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right\} \qquad \dots (10)$$

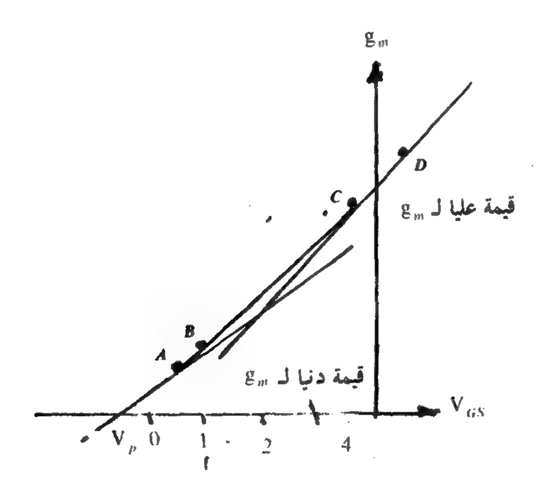
او ان

$$g_m = g_{mo} \left\{ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right\} \qquad \dots (11)$$

حيث تمثل g_{mo} قيمة g_m عندما تكون V_{GS} = صفراً وتكون مساوية لـ

$$g_{mo} = \frac{2\, I_{DSS}}{V_P} \qquad \dots (12)$$

تشير المعادلة (11) الى وجود علاقة خطية بين g_m و V_{GS} وبما ان لـ V_{GS} و V_p اشارتين متشابهتين فان g_m تقل بزيادة الجهد العكسي V_{GS} وتصل قيمة g_m الى الصفر عندما تساوي V_{GS} جهد الضيق V_p – انظر الشكل (10) .



الشكل (١٠) منحنى التوصلية التبادلية .

يوضح الشكل (10) معنى g_m بدلالة منحى التوصلية التبادلية . لحساب g_m عند اي نقطة عمل نختار نقطتين متقاربتين مثل A و B تقعان على جهتي النقطة Q وتكون

g_m مساوية لنسبة التغير . في I_D الى التغير في V_{GS} – على اية حال لو اخترنا زوجا آخر من ألنقاط في اعلى المنحى لحصلنا على تغير اكبر في I_D لنفس التغير السابق في V_{GS} وعليه فان g_m تمتلك قيمة اكبر في اعلى المنحى . هذا متوقع لان هذه القيمة الاخيرة تمثل قيمة g_{mo} . اي قيمة g_m عند V_{GS} = صفراً . ومن المعتاد ان تحتوي استمارة المواصفات على قيمة g_{mo} . ان معرفة g_{mo} سيؤدي بنا الى معرفة $V_{GS}(off)$ وذلك من خلال المعادلة (12) حيث ان

$$V_{GS}(off) = \frac{2\,I_{GSS}}{g_{mo}} \qquad \ldots (13)$$

هذه المعادلة مفيدة بسبب سهولة قياس I_{DSS} بدقة عالية وصعوبة قياس $V_{GC}(off)$ ومن ثم فان المعادلة اعلاه تزودنا بطريقة دقيقة جدا لحساب $V_{GS}(off)$

بقي لنا ان نذكر أخيراً ان وحدات g_m هي السيمنس (siemens) التي تسمى سابقا مهو (mho).

جـ – عامل التكبير amplification factor :– ويرمز له (μ) ايضا ويعرف بأنه النسبة بين التغير في جهد المصرف – المنبع الى التغير في جهد البوابة – المنبع ويكتب على النحو الآتي :

ثابت $\qquad \ldots (14)$

وكما هو الحال في الصمامات المفرغة فان هناك علاقة تربط بين الثوابت الثلاثة μ و g_m و r_d . ذلك ان :

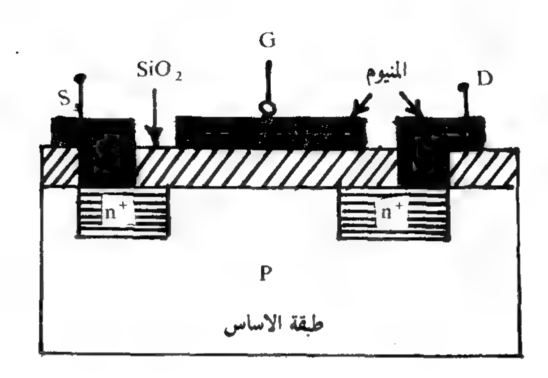
$\ldots (15)$

6 11 ترانزستور تأثير المجال ذو الاوكسيد المعدني

Metal-Oxide Semiconductor FET (MOSFET)

يبين الشكل (11 11) تركيب ترانزستور تأثير المجال ذي الاوكسيد المعدني ويتضح منه أن اساس الجهاز عبارة عن لوح سيلكون من النوع الموجب (p) يدعى بطبقة الاساس

حيث يتم ترسيب بقية اجزاء الترانزستور على هذه الطبقة ومن هنا جاءت التسمية بطبقة الاساس (substrate)



الشكل (١١) مركبات ترانزستور تأثير المجال ذي الاكسيد المعدني .

يكون منسوب التطعيم . في طبقة الاساس منخفضا بالنسبة الى منسوب التطعيم في المنطقتين السالبتين التي يتم نشرهما على هذه الطبقة بتركيز عال من الالكترونات وقد رمز لهما – انظر الشكل – بالرمز (n^+) . وتقوم هاتان المنطقتان مقام المنبع والمصرف وتكون المسافة التي تفصلهما في حدود بضع مايكرون .

كذلك يتم نشر طبقة سالبة ذات منسوب تطعيم واطيء (n) بين المنبع والمصرف تعرف بالقناة وتكون ذات توصلية الكترونية . اما على سطح القناة فتوجد طبقة عازلة من ثاني اوكسيد السيلكون (SiO_2) يكون سمكها في حدود عشرة مايكرون . اما البوابة فتوجد فوق هذه الطبقة العازلة وتكون على هيئة غشاء معدني رقيق (الالمنيوم عادة) . بعدها يتم قطع العازل وعمل التوصيل المعدني الخاص بالمنبع والمصرف .

مما جاء اعلاه يتبين لنا انه على الرغم من ان ترانزستور تأثير المجال ذا الاوكسيد المعدني يشترك مع ترانزستور تأثير المجال الوصلي في كونه يمتلك منبعا وبوابة ومصرفا وكذلك من ناحية كونه جهازاً قليل الاستهلاك للقدرة الا انه يختلف عن هذا الاخير في جملة أمور منها :–

أ – ان ترانزستور MOSFET يمتلك بالاضافة الى المنبع والمصرف والقناة والبوابة طبقة – لاتوجد في ترانزستور JFET – تسمى طبقة الاساس . المنطقة P في الشكل (11) .

ب – ان تركيب البوابة في MOSFET غير ماهو عليه في JFET حيث انها تتكون من طبقة من اوكسيد عازل وغشاء معدني يتم ترسيبه فوق هذا العازل . وبهذا تكون البوابة معزولة عن القناة ومن هنا جاءت التسمية بترانزستور تأثير المجال ذي البوابة المعزولة . عليه فانه يوجد هنا – بدلا من وصلتي البوابة – المنبع والبوابة – المصرف – طبقة رقيقة لمادة عازلة بين البوابة والقناة وبسبب من عدم وجود هذه الوصلة (الـ PN) فانه لايوجد قيود على قطبية جهد البوابة حيث انه يمكن تسليط جهد موجب على بوابة ترانزستور MOSFET مع بقاء تيار البوابة صفراً .

جـ – نظراً لكون البوابة معزولة في ترانزستور MOSFET لذا فانه يمتلك ممانعة ادخال عالية جداً في حدود 10^{14} أوم مقارنة مع 10^{10} اوم للترانزستور JFET كما انه يمتاز بسهولـة تصنيعه وصغر المساحة التي يحتلهـا وكذلك عـدم تأثره بالمؤثرات الخارجية لكونة معزولاً .

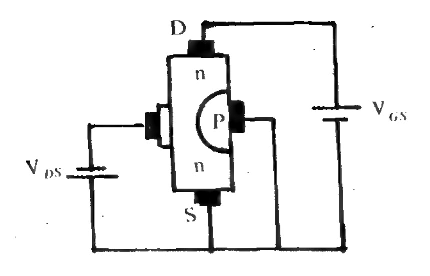
علاوة على ماذكر اعلاه . فان ترانزستور MOSFET يوجد من حيث اسلوب العمل على نوعين هما :

اولاً – النـوع الاستنزافـي – التعزيـزي enhancement-deplerion FET :–

كما هو الحال بالنسبة لترانزستور المجال الوصلي فان جهد البوابة يسيطر على مقاومة القناة ولـكن بما ان البوابة معزولة عن القناة – n فانه يكون بالامكان تسليط جهد موجب او سالب على البوابة .

وكما اسلفنا فانه لايوجد هنا ثنائي للبوابة كما هو الحال في الـ FET وانما تعمل البوابة مع الاوكسيد المعدني والقناة على احداث متسعة صغيرة يكون أحد لوحيها البوابة وتكون القناة لوحها الاخر بينما يقوم الاوكسيد المعدني مقام الوسط العازل .

من النظريات الاساسية نعلم بأن شحنات على لوح متسعة تحث شحنات معاكسة على اللوح الآخر لذا فان جهداً سالبا على البوابة يعني وجود شحنات سالبة على هذه البوابة – انظر الشكل (١٢) . هذه الشحنات السالبة تنافر الـكترونات حزمة التوصيل في القناة (n)

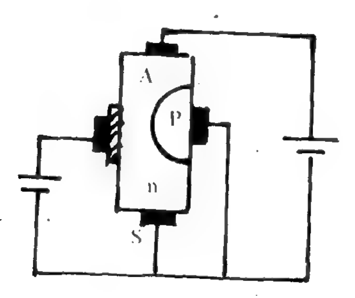


الشكل (١٢) ترانزستور تأثير المجال الاستنزافي .

تاركة ايونات موجبة في هذه القناة تعمل على اقتناص بعض من الكترونات القناة . وحيث ان عملية الحث للايونات الموجبة والقنص للالكترونات مستمرة لذا فاننا نكون قد اخلينا بعضا من الكترونات حزمة التوصيل للقناة (n) .

مع جهد بوابة سالب بشكل كاف نستطيع قطع التيار بين المنبع والمصرف . لذا فان اداء الترانزستور MOSFET مع جهد بوابة سالب يكون شبيها لاداء JFET لان الاداء بجهد بوابة سالب يعتمد على استنزاف الكترونات حزمة التوصيل من القناة . يسمى الاداء مع بوابة سالبة بالاسلوب الاستنزافي dipletion mode .

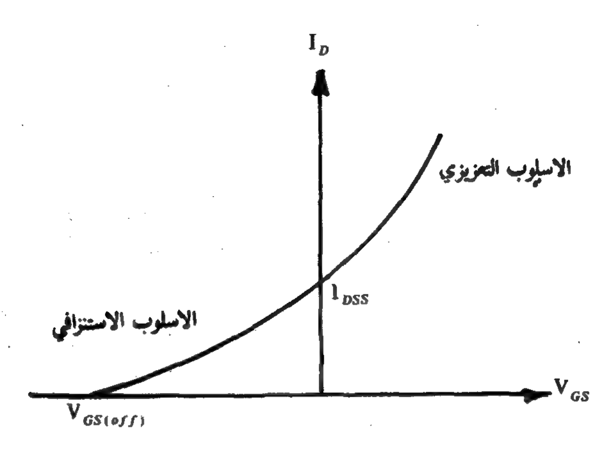
من جهة اخرى . اذا ماسلط جهد موجب على البوابة فان الشحنات الموجبة تحث هذه المرة شحنات سالبة في القناة (n) – الشكل (13) ولان هذه الالكترونات تضاف



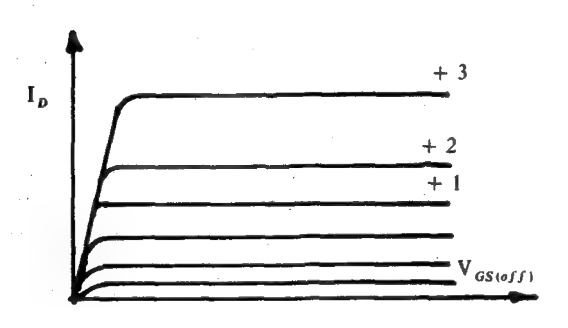
الشكل (١٣) ترانزستور تأثير المجال التعزيزي .

الى الالكترونات الموجودة اصلا فان العدد الكلي لالكترونات حزمة التوصيل يزداد في القناة . بعبارة اخرى فان جهدا موجبا يزيد او يعزز توصلية القناة وكلما كان جهد البوابة موجبا بصورة اكبر كان التوصيل من المنبع الى المصرف اعظم – انظر الشكل (14 أ) – ولهذا السبب فان اداء بوابة موجبة يسمى بالاسلوب التعزيزي enhancement mode .

كذلك يبين الشكل (14 ب) منحنيات الخواص لترانزستور MOSFET ذي قناة من نوع – n في حالته الاستنزافي والتعزيزي ويلاحظ ان هذه المنحنيات لاتختلف



(أ) منحى لترانزستور MOSFET قناة – n



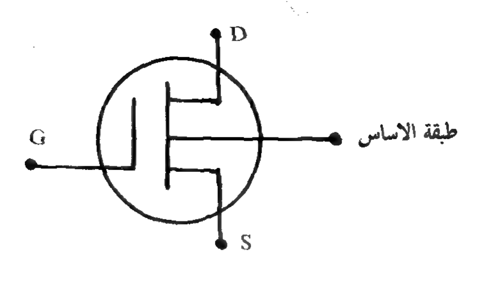
(ب) منحى الخواص لترانزستور Mos FET قناة n

الشكل (١٤)

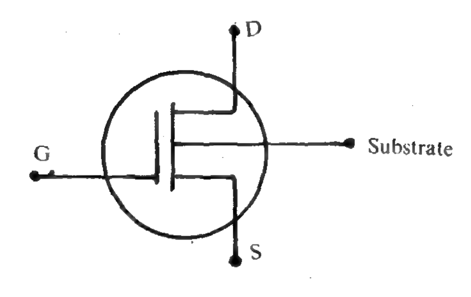
كثيرا عن منحنيات الـ JFET ..من جهة أخرى يبين الشكل (15) الرمز التخطيطي لترانزستور MOSFET بنوعيه : ذي القناة السالبة (15 أ) وذي القناة الموجبة (١٥ ب) .

ثانيا – النـوع التعزيـزي فقـط enhaneement FET :–

يبين الشكل (16) مبدأ تضيع ترانزستور تاثير المجال ذي الاوكسيد المعدني – التعزيزي




(أ) قناة –



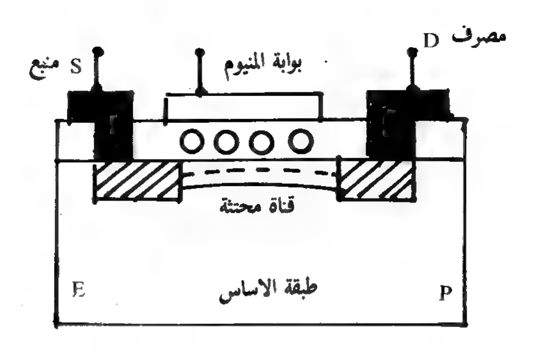
(ب) قناة –

الشكل (١٥) الرمز المتداول لترانزستور

فقط E-MOSFET بطبقة اساس موجبة (P) . والاختلاف بين هذا التركيب والتركيب المبين في الشكل (11) هو ان طبقة الأساس هنا . تمتد حتى تصل الى الاوكسيد وبذلك لم تعد هناك قناة (n) بين المنبع والمصرف .

بما ان المنبع مفصول عن المصرف بطبقة الاساس الموجبة (p) لذا فان التيار سيكون صغيرا جدا بسبب من وجود وصلتي PN مربوطتين ظهراً لظهر (وصلة المنبع طبقة الاساس ووصلة المصرف – طبقة الاساس) وعليه فان ربط المجهز V_{DS} – الشكل (16) – لن يعمل على احداث تيار بين المنبع والمصرف وبخلاف الحاملات الاقلية المنتجة حراريا وبعض التسرب السطحي – فان هـذا التيار يكـون صفـرا ولهذا السبـب فـان E-MOSFET يدعى احيانا باسم ترانزستور تأثير المجال غير الموصل اعتياديا .

على اية حال . ان تسليط جهد موجب على البوابة مع المحافظة على الجهد V_{DS} ثابتا



الشكل (١٦) مركبات ترانزستور MOSFET

عند قيمة معينة يعني تولد شحنات موجبة على هذه البوابة ، تعمل على حث شحنات سالبة في طبقة الاساس . هذه الشحنات المحتثة هي ايونات سالبة ناتجة عن الالكترونات التكافؤية المالئة للثقوب في طبقة الاساس وعندما تكون البوابة موجبة بما فيه الكفاية تستطيع ان تكون طبقة رقيقة من الكترونات حزمة التوصيل التي تمتد على طول الطريق من المنبع الى المصرف . وهكذا تزداد ايصاله المادة الموجبة وتتولد قناة سالبة (n) بين المنبع والمصرف تكون طريقا للتيار الساري بينهما وهكذا يتعزز التيار بتسليط جهد موجب على البوابة ولذلك يسمى هذا النوع من الترانزستور بالتعزيزي .

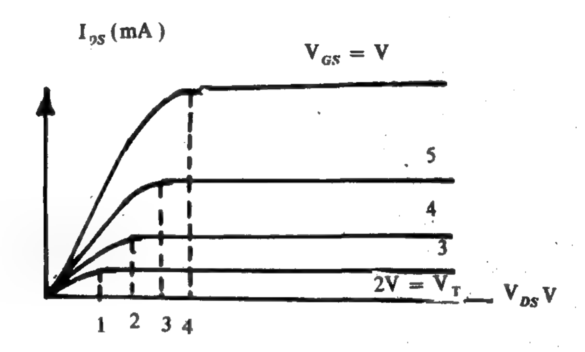
ان ادنى جهد بين البوابة والمنبع تنشأ معه القناة (n) في طبقة الاساس الموجبة (p) ، يسمى بجهد العتبة threshold voltage ويرمز له بـ V_T . وعندما تكون V_{GS} اقل من V_T لايمر تيار بين المنبع والمصرف ولكن عندما تكون V_{GS} اكبر من V_T تصل القناة (n) المنبع بالمصرف ونحصل على التيار . هذا ولكل ترانزستور جهد العتبة الخاص به ويمكن ان تتغير من اقل من فولت واحد الى اكثر من 5 فولت .

يتبين لنا مما تقدم ، ان أساس عمل كل من E.MOSFET و JFET هو واحد، ذلك ان اي زيادة في جهد المصرف فوق منطقة الضيق لن تؤدي الى زيادة تيار المصرف وان الزيادة في هذا التيار تأتي فقط من الزيادة في جهد البوابة .

ان الفرق الرئيسي بين JFET وبين MOSFET التعزيزي هو كما ذكرنا ، ان هذا الاخير لايعمل الا عندما تكون V_{GS} موجبة . ذلك أن V_{GS} يجب ان تكون

موجبة لنشوء القناة . الان بما أن التيار لايسري الا في حالة تولد القناة لذا فان التيار لايسري الا في حالة كون V_{GS} اكبر من قيمة معينة $V_{GS(off)}$.

في الشكل (17) نلاحظ مجموعة من منحنيات الخواص من بينها المنحى I_D = صفراً ، عندما يكون $V_{GS} = V_T = 2$ فولت ، لكل قيم V_{DS} وكذلك المنحنيات التي تمثل تغير I_D مع V_{DS} لعدد من قيم V_{GS} التي هي اكبر من V_T .



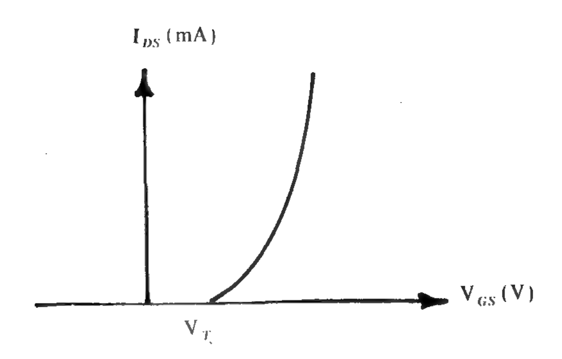
الشكل (١٧) منحنيات الخواص لترانزستور E – MOS FET

من جهة اخرى ، يبين الشكل (18) منحى التوصلية التبادلية الذي هو عبارة عن قطع مكافىء يقع رأسه عند V_T ولهذا السبب فان معادلة التيار الخاص بهذا القطع المكافىء هي

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \qquad \dots (16)$$

حيث يمثل K ثابت التناسب ويعتمد على نوع MOSFET ذلك ان

$$K = \frac{\mu \varepsilon}{4t} \quad \frac{W}{L}$$



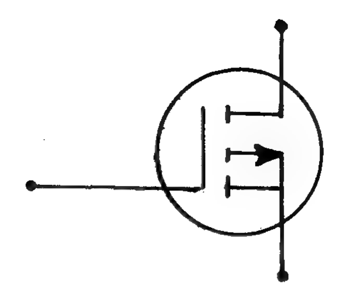
الشكل (١٨) منحى التوصلية التبادلية لترانزستور E-MOS FET

حيث ان

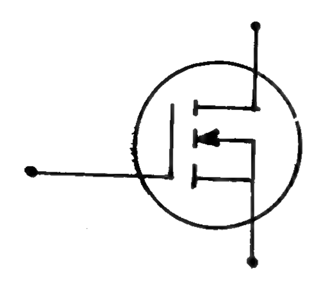
حركية الحاملات في القناة	$\equiv \mu$
ثابت العازل للاوكسيد المعدني	$\equiv \varepsilon$
سمك العـــازل	$= t$
عرض القنـــــاة	$= w$
طول القنـــــاة	$= L$

تكون وحدات k بالامبير/ فولت مربع وتقع قيمتها مابين 10^{-3} الى 10^{-2} وعليه فان الـ FET حين يصمم ليعمل كمقاومة صغيرة يجب ان تكون $\left(\frac{W}{L}\right)$ كبيرة ومن ثم k صغيرة والعكس صحيح .

ومن الجدير بالذكر انه اصطلح على ان يرمز للترانزستور E-MOSFET بالرمز المبين (19) ويتضح من هذا الرمز ان البوابة مفصولة عن بقية جسم الترانزستور مشيراً بذلك الى ان البوابة معزولة كهربائيا عن القناة . كذلك يلاحظ ان السهم في الترانزستور ذي القناة من النوع – n ، يشير الى الداخل بينما يشير السهم في الترانزستور ذي القناة من نوع – p ، الى الخارج . ان وجود الخط المتقطع العمودي بين المصرف والمنبع يدل على ان الترانزستور يكون غير فعال في الحالة العادية ($V_{GS} \leq 0$) .



p بقناة MOS FET





الشكل (١٩)

7 – 11 مكبرات الـ FET

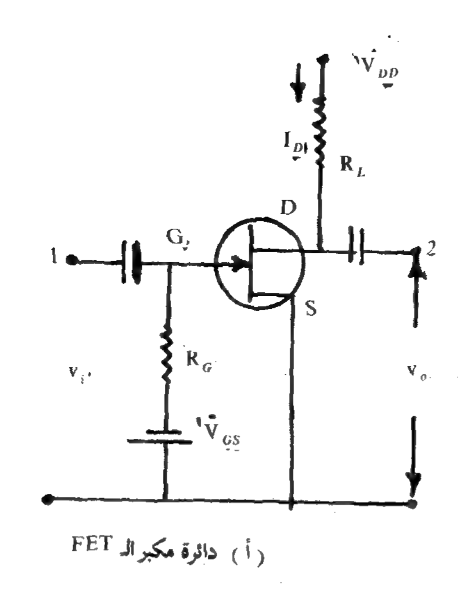
ان مقدرة الترانزستور FET على تكبير اشارات الجهد تنبع اساساً من السيطرة التي يفرضها جهد البوابة على تيار المصرف ذلك ان أي تغير في جهد البوابة كما رأينا ، يؤدي الى احداث تغير في تيار المصرف . هذا التغير في تيار المصرف سوف يحدث هبوطاً في الجهد عند مروره في مقاومة حمل تربط على التوالي مع المصرف – انظر الشكل (20) – فاذا كانت R_L كبيرة بما فيه الكفاية فان الاشارة الخارجة سوف تكون اكبر من الاشارة الداخلة مما يعني حصول كسب في الجهد .

يمثل الشكل (20 أ) دائرة مكبر المنبع – المشترك common - source aplifier ويلاحظ فيه ان الاشارة الداخلة $v_{gs} = v_i$ قد تم تسليطها بين البوابة والمنبع اما الموجة الخارجة فتم اخذها من عند نقطة المصرف D . في الشكل (20 ب) تم استبدال المكبر بالدائرة المكافئة والمكونة من منبع التيار $g_m v_{gs}$ ومقاومة المصرف r_d . المقاومة R_G تكون عادة في حدود الميكا اوم وعليه فانها عدت دائرة مفتوحة .
في هذه الدائرة المكافئة لدينا ان

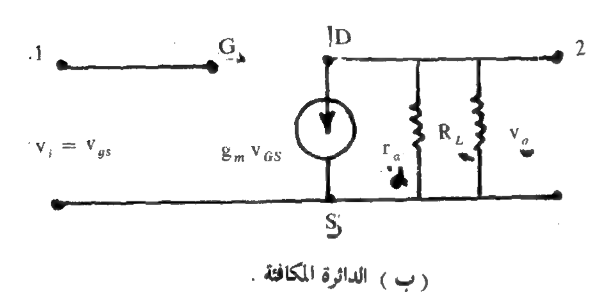
$$v_o = - g_m v_{gs} (R_L \parallel r_d) \quad \text{.... (17)}$$

او أن

$$v_o = - g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} v_{gs} \quad \text{... (18)}$$



(أ) دائرة مكبر الـ FET



(ب) الدائرة المكافئة .

الشكل (٢٠) دائرة مكبر الـ FET والدائرة المكافئة

تشير العلامة السالبة الى ان هناك فرقاً في الطور قدره $180°$ بين الاشارة الداخلة والخارجة . وحيث ان A_v وكما هو معروف ، يساوي

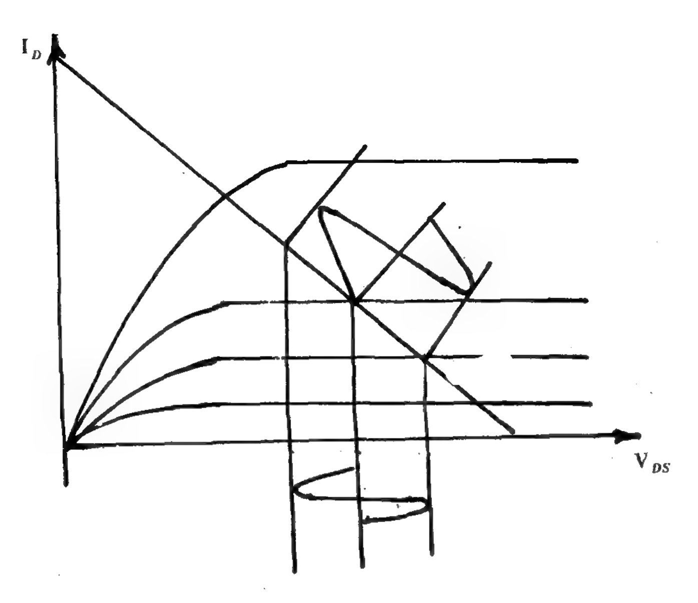
$$A_v = \frac{V_o}{V_{gs}} \qquad \ldots (19)$$

لذا فان

$$A_v = -g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} \qquad \ldots (20)$$

او ان

$$A_v = -g_m \frac{R_L}{1 + R_{L/r_d}} \approx -g_m R_L \qquad \ldots (21)$$



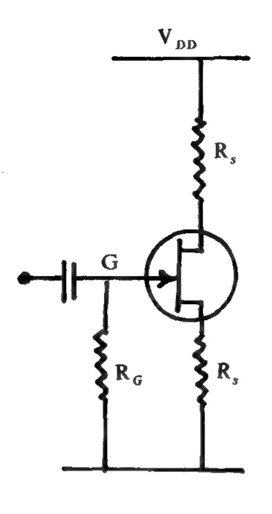
الشكل (٢١) خط الحمل لمكبر الـ FET .

حيث تكون r_d كبيرة جداً مقارنة مع R_L وبهذا فان الحد $\left(\frac{R_L}{r_d}\right)$ يصبح صغيراً بحيث يمكن أهماله . ويبين الشكل (21) الطريقة البيانية لتمثيل عمل مكبر ترانزستور الـ FET .

8 – 11 طرق انحياز ترانزستور FET

يقصد بالانحياز كما اسلفنا في الفصل (8) ، اختيار نقطة عمل مناسبة لمكبر FET على خط الحمل ويتم ذلك بنفس الطريقة التي تم شرحها بالنسبة لمكبر ترانزستور BJT آخذين بنظر الاعتبار حجم الاشارة الخارجة والتشويه والقدرة المستهلكة والكسب في الجهد وتيار المصرف وسنقوم في هذا المبحث بشرح بعض دوائر التغذية في مكبرات الـ FET بنوعيها الاستنزافي والتعزيزي .

أ – الانحياز الذاتي :– يتم في هذه الطريقة تغذية مكبر الـ FET بالجهد المطلوب بطريقة غير مباشرة ودون الاستعانة ايضا بمصدر خارجي في دائرة البوابة . ففي الشكل (22) نلاحظ ان V_{GS} = صفراً بينما تكون V_{GS} في حالة مرور التيار I_D ، مساوية لـ



الشكل (٢٢) الانحياز الصفري .

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) \qquad \ldots (22)$$

اما جهد المنبع V_S فتكون مساوية لـ

$$V_S = I_S R_S \qquad \ldots (23)$$

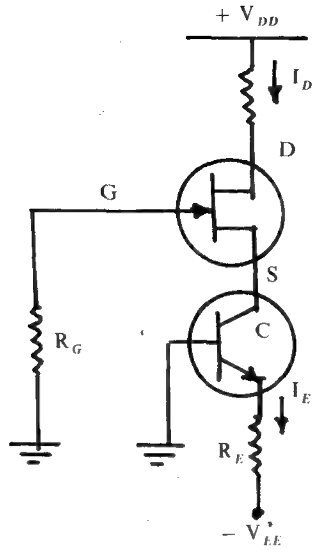
وعليه فان الفرق في الجهد بين البوابة والمنبع يكون مساويا لـ

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - I_S R_S$$
$$= - I_S R_S \qquad \ldots (24)$$

وهذا هو جهد الانحياز السالب المطلوب لترانزستور FET بقناة من نوع (n) .
وعليه فانه تم الحصول على هذا الجهد السالب ذاتيا ولكن عن طريق ادخال المقاومة R_S .

ب- انحياز عن طريق مجهز قدرة ومصدر للتيار :- يستخدم في هذا النوع من الانحياز . ترانزستور ثنائي قطبية يقوم مقام مصدر التيار ولكن بعد ربط الباعث لهذا الترانزستور الى مجهز القدرة V_{EE} - انظر الشكل (23) .
يكون التيار I_D في هذه الحالة مساويا لـ I_E حيث ان

$$I_D = I_C \approx I_E = \frac{V_{EE}}{R_E} \qquad \ldots (25)$$



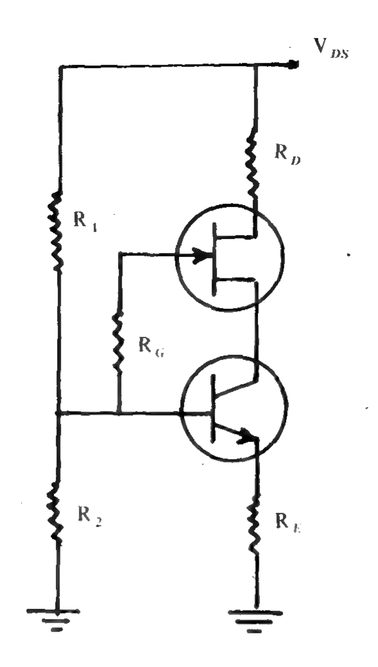
الشكل (٢٣) انحياز مجهز القدرة ومصدر التيار .

في هذا النوع من التغذية يكون V_{GS} سالباً مادام I_D اصغر من I_{DSS} . وهذا في الواقع متحقق لأن قاعدة الترانزستور الثنائي القطبية مربوطة الى الارض . لذا فان المتغير الوحيد هنا هو V_{BE} . وبما ان تغير هذا الجهد يكون عادة ، قليلاً مع تغير درجات الحرارة لذا فانه يصبح لدينا قيمة ثابتة لـ I_D من خلال ثبوت I_E .

جـ- انحياز بمصدر تيار فقط :- بالامكان الاستغناء عن مجهز القدرة السابق V_{EE} والاقتصار على المجهز V_{DD} لتغذية ترانزستور ثنائي القطبية عن طريق استخدام مجزىء الجهد R_1 و R_2 - انظر الشكل (24) - مرة ثانية يعمل ثنائي المجمع مثل مصدر تيار مرغما تيار المصرف على ان يساوي تيار المجمع .

ومن الجدير بالذكر ان الطرق المذكورة اعلاه خاصة بالترانزستور JFET اما بالنسبة للانواع الأخرى من ترانزستور FET فهناك :

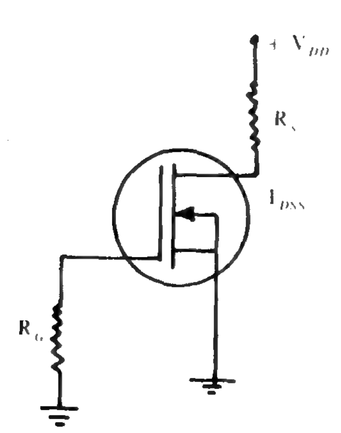
د- انحياز الصفر :- يستخدم هذا النوع من التغذية - الشكل (25) مع ترانزستور D - MOSFET ذلك لان هذا الترانزستور وكما هو معلوم ، يستطيع ان يعمل بالاسلوبين الاستنزافي والتعزيزي وعليه فانه يمكن اختيار نقطة التشغيل لهذا المكبر عند



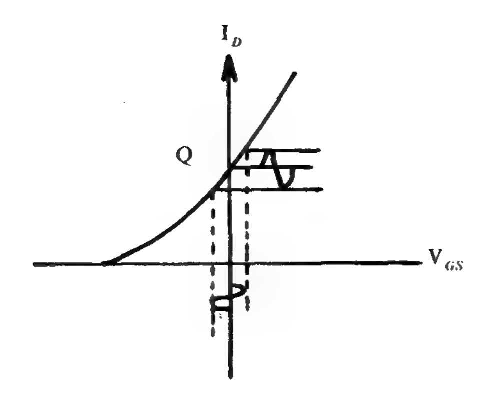
الشكل (٢٤) الانحياز بمصدر التيار .

(V_{GS} = صفراً) – انظر الشكل (26) – عندئذ تستطيع اشارة الادخال المتناوبة عند البوابة ان تنتج تغيرات فوق وتحت النقطة Q في هذه الدائرة . عندما يكون V_{GS} = صفرا فان $I_{DSS} = I_D$ وبذلك فان

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS} R_D \qquad \ldots (26)$$



الشكل (٢٥) الانحياز الصفري .



الشكل (٢٦) منحنى التوصلية التبادلية .

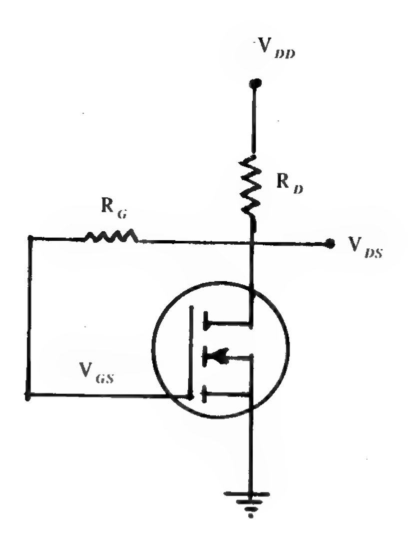
وطالما ان V_{DS} اكبرمن V_P يكون الاداء على الجزء المستوي من منحنى المصرف وبذلك يعمل في المنطقة الفعالة .
لابد لنا من التنبيه على ان انحيـاز الصفـر يقتصـر فقـط عـلى الترانزستـور مـن نـوع D-MOSFET

هـ– انحياز التغذية الخلفية :– يتـم استخـدام هـذا النوع – كمـا هو الحال فـي ترانزستورات ثنائي القطبية– من التغذية في دوائرمكبرالترانزستورمن نوع E-MOSFET – انظرالشكل (27) – . يلاحظ في هذا الشكل انه تم ربط البوابة بنقطة المصرف وحيث ان تيار البوابة يكون مهملاً لذا فان

$$V_{GS} = V_{DS} \quad \ldots (27)$$

وحيث ان عمل الترانزستوركمكبريجب ان يكون في المنطقة الفعالة (فوق منطقة الضيق) لذا فان V_{DS} وبالتالي V_{GS} يجب ان تحفظ عند قيمة معينة نموذجيا فوق (10V) .

ومن الجدير بالذكر ان طريقة التغذية الخلفية ليست الوحيدة في مكبـر ترانزستـور E-MOSFET ويمكن استخدام اي من الطرق المستعملة لتحيز ترانزستور ثنائي القطبية الفصل (8)



الشكل (٢٧) انحياز التغذية الخلفية .

الفصل الثاني عشر

مكبرات متعددة المراحل

Multistage Amplifiers

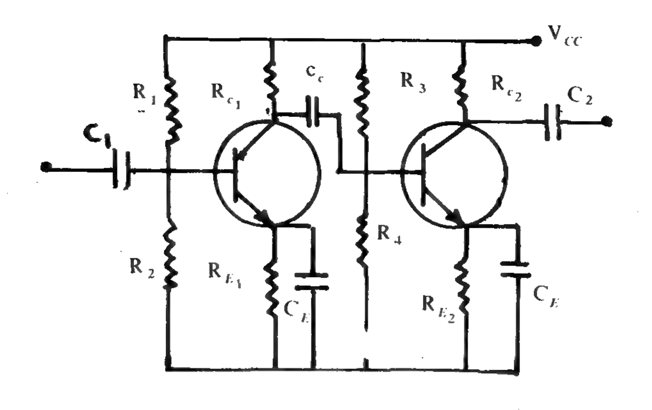
1 - 12 المقدمة :-

في معظم الاجهزة الألكترونية - مثال ذلك التلفزيون - لايكفي استخدام مكبر ترانزستور واحد للحصول على التكبير العالي واللازم لعمل مثل هذه الأجهزة وبخاصة عند استخدام مكبر الترانزستور مع المقاومة R الذي يعني استقرارية اكبر في عمل المكبر وتكبيرا اقل - راجع الفصلين الثامن والتاسع

ولغرض زيادة الكسب في دوائر المكبرات تستخدم اكثر من مرحلة تكبير واحدة بحيث تصبح اشارة الاخراج من المرحلة الاولى اشارة ادخال الى المرحلة التي تليها ويدعى هذا النوع من الدوائر بالمكبرات المرحلية او المكبرات متعددة المراحل وهناك عدة طرق لربط مراحل التكبير مع بعضها وهي :-

2 - 12 اقتران مقاومة - متسعة RC Coupling :

يعد هذا النوع من الاقتران اكثر الأنواع استعمالا وذلك لرخصة ولاستقرارية عمله (ثبوت قيمة الكسب) في مدى واسع من الترددات - المسموعة منها على الأخص - وعادة مايستخدم لتكبير الفولتية . ويبين الشكل (1) مكبرا ذا مرحلتين تم ربط مجمع المرحلة الاولى منه الى قاعدة المرحلة الثانية له بوساطة متسعة الاقران C_c التي تكون مع مقاومة الادخال للمرحلة الثانية مايسمى باقران مقاومة - متسعة Rc coupling وسنقوم هنا بشرح بعض مواصفات هذا المكبر .

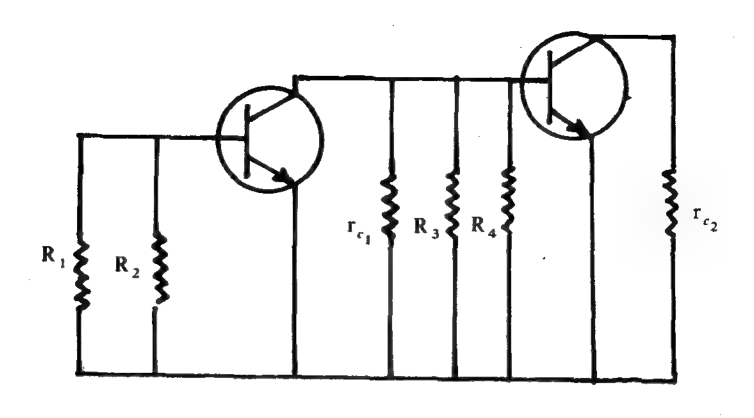


الشكل (١) مكبر متعدد المراحل .

1 - العمـــل operation :-تقوم المتسعة C_1 بتوصيل الاشارة الداخلة من مصدرها الى قاعدة الترانزستور T_1 اما C_2 فتقوم بتوصيل الاشارة الخارجة اما الى مرحلة تكبير لاحقة او الى دائرة حمل . من جهة اخرى تعمل المتسعة C_E على زيادة كسب الفولتية للمكبر وذلك من خلال امرار اشارة الـ a.c المتولدة حول R_E الى الارضية ولكنها تحتفظ بفولتية الباعث المستمره – راجع الفصل التاسع .

على أية حال . عند تسليط اشارة متناوبة على قاعدة الترانزستور الاول T_1 يعمل على تكبيرها ثم ضخها خلال المتسعة C_c . الى قاعدة الترانزستور الثاني T_2 الذي يقوم بدوره بتكبيرها مرة اخرى . وبهذه الطريقة فانه من المتوقع ان يزداد حجم الاشارة الخارجة بعد كل مرحلة ويكون الكسب الكلي مساويا لحاصل ضرب كسب المراحل المنفردة كافة .

هذا من الناحية النظرية أما الكسب الكلي الحقيقي فيكون عادة أقل من حاصل ضرب الكسب لكل المراحل المنفردة وذلك لأن ربط مجمع المرحلة الاولى الى قاعدة المرحلة الثانية سوف يقلل من قيمة مقاومة الحمل الفعالة effective load resistance للمرحلة الاولى – انظر الدائرة المكافئة الشكل (2) – ثم لاحظ ان مقاومة الحمل للمرحلة الاولى اصبحت مربوطة على التوازي مع ممانعة الادخال للمرحلة التي تليها . على أية حال . تبقى المرحلة الأخيرة من مراحل المكبر المتعدد المراحل محتفظة بقيمة الكسب الخاص بها .



الشكل (٢) دائرة الـ a.c المكافئة .

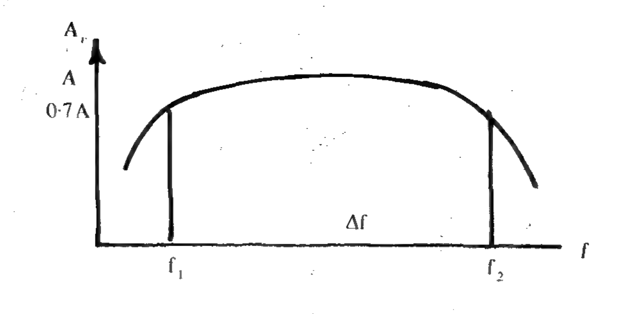
2 – الاستجابة الترددية frequency responce : – يقاس جودة الاستجابة الترددية لأي مكبر بما يسمى بعرض الحزمة band width وتعرف بأنها : مدى التردد الذي يكون كسب المكبُر فيه اكبر او مساوياً لـ 0.707 من أقصى كسب له . ففي الشكل (3) يكون عرض النطاق (الحزمة) الترددي مساوياً لـ

$$\Delta f = f_2 - f_1 \qquad \ldots (1)$$

حيث يدعى f_1 بتردد القطع الواطيء lower cut off frequency ، f_2 بتردد القطع العالي cut off frequncy upper .

يتضح من الشكل (3) ان الكسب في الفولتية يكون مساوياً لـ 0.707 عند الترددين 20 KHZ , 50HZ وعليه فان عرض حزمة التردد يكون في حدود 20KHZ . هذا ويمكن ان يعزى السبب المباشر وراء هذا النوع من الاستجابة الى

أ– عند الترددات الواطئة (اقل من 50HZ) تكون ممانعة المتسعة C_1 عالية بحيث ان الفولتية الداخلة V_{in} الى المكبر فعلا تكون اصغر بكثير من فولتية المصدر V_s . فضلا عن هذا فان ممانعة المتسعة C_E تكون هي الاخرى كبيرة مما تسمح بوجود جزء كبير من فولتية الباعث المتناوبة وعليه فان الفولتية الداخلة الى المكبر حقيقة هي (V_b V_e) التي تكون صغيرة نوعا ما وبالتالي فان الكسب الكلي يكون صغيرا هو الآخر .



الشكل (٣) الاستجابة الترددية للمكبر .

ب- عند الترددات العالية (اكبر من 20KHZ) تكون ممانعة C_C صغيرة بحيث تزيد من تأثير ممانعة الادخال على مقاومة الحمل للمرحلة الاولى ومن هنا فان تكبير المرحلة الاولى يهبط بدرجة كبيرة من ناحية اخرى فان تأثير وجود المتسعات بين المجمع - قاعدة والقاعدة - باعث سوف يظهر عند هذه الترددات . يظهر تأثير الأول بسبب من ظهور التغذية الخلفية السالبة (تصبح ممانعة متسعة المجمع . قاعدة صغيرة عند هذه الترددات بحيث تسمح لجزء من الاشارة الخارجة والظاهرة عند المجمع . بالمرور الى القاعدة وحيث ان هذه الاشارة مختلفة في الطور بـ 180 عن الاشارة الداخلة عند القاعدة . لذا فان الموجة الداخلة الفعلية ستكون اصغر مما هي عليه أصلاً) وبذلك يقل التكبير . أما بالنسبة لمتسعة القاعدة - باعث فانها تعمل على زيادة تيار القاعدة وبهذا يقل عامل الكسب في التيار (β) وبالتالي يقل التكبير في الفولتية .

جـ- عند الترددات ألوسطية : - يلاحظ في الشكل (3) . ان الكسب في الفولتية في هذا المدى من الترددات . يكون ثابتا ويمكن ان يعزى هذا الثبات الى تأثير متسعة الاقران C_c . ان زيادة التردد سوف يؤدي الى نقصان في ممانعة هذه المتسعة وبهذا يزداد الجزء العابر من الاشارة . من مجمع T_1 الى قاعدة T_2 ويزداد تبعا لذلك الكسب . من جهة ثانية فان تأثير ممانعة دخول T_2 على مقاومة حمل T_1 - بسبب من زيادة ممانعة C_c عند الترددات الواطئة - سوف يقل وبذلك يزداد كسب المرحلة الاولى ومن هنا يأتي التعويض ويكون الثبات .

د - المميزات : - مما تقدم يتبين لنا ان هذا النوع من الاقران يمتاز بما يأتي :-

1- يمتلك استجابة ترددية جيدة وبخاصة في مدى الترددات المسموعة وعليه فان هذا النوع من الأقران يستخدم في الأجهزة الصوتية والموسيقية .

2 - تكون رخيصة التكاليف وخفيفة الوزن وتشغل مساحة صغيرة خاصة اذا تم تصنيعها عن طريق الدوائر المتكاملة (انظر الفصل الثامن عشر) .

هـ- المساوىء : - على الرغم من المميزات التي يمتلكها اقران نوع RC فان هناك بعضا من المساوىء التي ترافقه ومنها : -

1 - يكون الكسب الاجمالي لمكبر اقران نوع RC ، صغيراً نوعاً ما بسبب من ظاهرة التحميل loading effect التي تفرضها ممانعة المرحلة اللاحقة على مقاومة المجمع للمرحلة السابقة .

2 - تميل هذه المكبرات لأن تصبح ذات ضوضاء noisy مع الزمن وبخاصة عند تشغيلها في الأجواء الرطبة

3 - يكون التوافق في الممانعات impedance matching في هذا النوع من الاقران ، ضعيفاً فعلى سبيل المثال تكون ممانعة الاخراج للمرحلة الأخيرة في حدود عدة مئات من الاومات بما لا يسمح بربط السماعة - مثلا - اليها حيث ان ممانعة هذه الأخيرة تكون في حدود بضع اومات ومن هنا فان القدرة المنقولة تكون صغيرة .

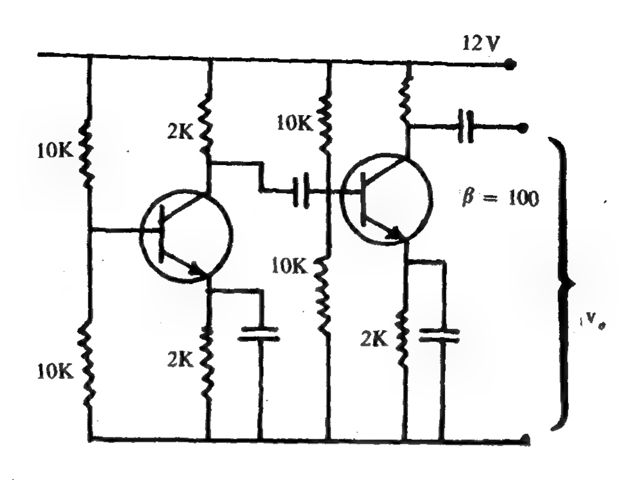
مثـال (1)
في الدائرة - الشكل (4) - اذا علمت ان الكسب في الفولتية لكل مرحلة هو (60) وان مقاومة المجمع $R_C = 2K\Omega$. فما الكسب الكلي لهذا المكبر .

الحـل :- كما ذكرنا فان كسب المرحلة الثانية يكون مساوياً لكسب المرحلة المنفرد أي ان

$$A_2 = 60$$

اما بالنسبة للمرحلة الاولى فان مقاومة الحمل الفعلية ستكون مساوية لـ

$$R'_C = R_C \parallel Z_{i2} \quad (1)$$



الشكل (٤) مكبر متعدد المراحل (اقران مقاومة – متسعة) .

وعليه فان

$$A_1' = A_1 \frac{R_C'}{R_C} \qquad \dots (2)$$

$$Z_{i2} = Z_{in} // R_1 // R_2 \qquad \dots (3)$$

و

$$Z_{in(base)} = \beta (re + r_E) \qquad \dots (4)$$

وحيث ان R_E مربوطة على التوازي مع C_E (التي هي دائرة قصر في الدائرة المكافئة المتناوبة) لذا فان

$r_E =$ صفر

اما بالنسبة لـ r_e فان

$$r_e = \frac{25}{I_E (MA)}$$

وكما هومعروف يتم حساب I_E من الدائرة المكافئة المستمرة (يترك للطالب رسمها) . أي ان

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_2}{R_E} = \frac{6}{2K} = 3mA$$

$$\therefore r_e = \frac{25}{3} \approx 8\Omega$$

وعليه فان

$$Z_{i_1} = 100 \times 8 = 0{\cdot}8\ K\Omega$$

او ان

$$Z_{i_2} = 0{\cdot}8 \parallel 10 \parallel 10 = 0{\cdot}7\ K\Omega$$

وعليه فان

$$R_C = 2 \parallel 0{\cdot}7 = 0{\cdot}51\ K\Omega$$

$$A_1 = 60 \times \frac{0{\cdot}51}{2} = 15$$

وبهذا فان

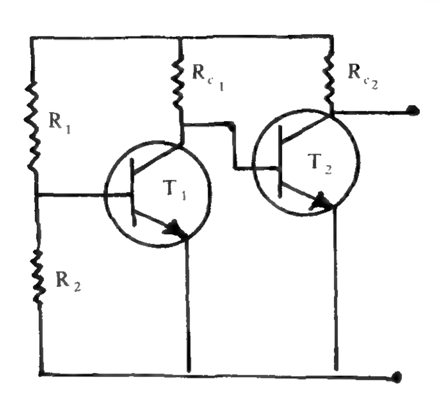
$$A = A_1 A_2 = 15 \times 60 = 900$$

بدلاً من 3600 . هذا الانخفاض في الكسب هو بسبب ../. (يترك للطالب للتعليق عليه)

3 – 12 الاقتران المباشر Direct Coupling :

يتم في هذا النوع من الاقتران – الشكل (5) – ايصال الاشارة الخارجة من المرحلة الاولى الى ادخال المرحلة الثانية مباشرة . ومع ان هذه الطريقة اقتصادية في عدد العناصر الكهربائية (المتاءمات والمتسعات) المستخدمة فيها وان استجابة المكبر

فيها للترددات – الواطئة منها على الأخص – افضل من غيرها الا انه يلزم عند استخدام هذا النوع من الربط ان تكون الفولتية الخارجة من الترانزستور T_1 هي في نفس مستوى فولتية الانحياز المطلوب لقاعدة الترانزستور T_2 .



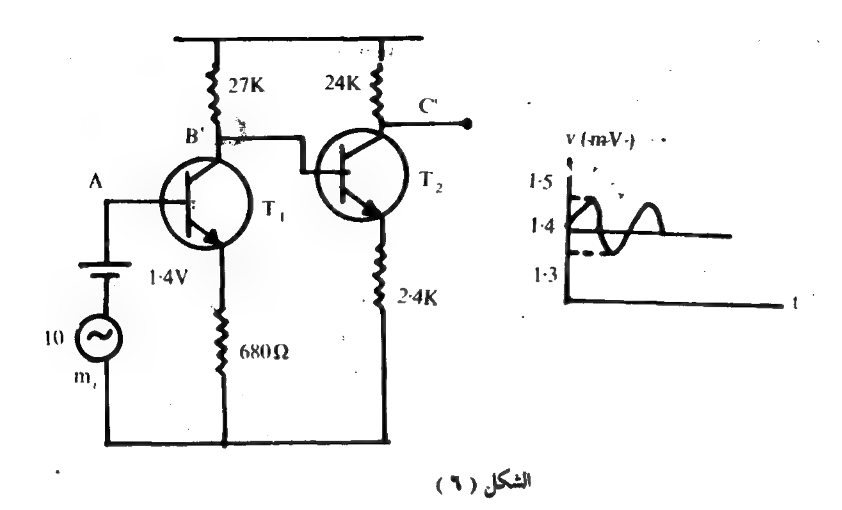
(٥) مكبر ذو مرحلتين (اقران مباشر) .

يمتاز هذا النوع من الاقران بالبساطة وسهولة الربط وكذلك برخص الثمن وصغر المساحة الذي يشغلها نظرا لقلة العناصر المستخدمة فيه من المقاومات والمتسعات . من جهة اخرى فان هذا النوع من الاقران لا يستخدم في الترددات العالية وكذلك لا يمتلك هذا المكبر استقرارية جيدة بسبب من التأثيرات الحرارية .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا ان استخدام هذا النوع من المكبرات يكون عند الترددات الواطئة (أقل من 10HZ) كالحاجة مثلاً الى تكبير التيار الناتج عن خلية ضوئيـة أو التيار الناتج عن الازدواج الحراري . فعند هذا الترددات الواطئة لا يمكن استعمال المتسعات أو المحولات وذلك بسبب من الحجم الكبير لهذه المتسعات وكذلك بدون متسعات اقراض او متسعات امرار ومن ثم يقرن التيار المستمر كما يقرن التيار المتناوب ولا يوجد حد ادنى للترددات الواطئة فالمكبر يضخم الاشارات بغض النظر عن تردداتها وبضمنها الـ d.c او التردد صفر .

مثـال (2) : –

في الدائرة الشكل (6) ارسم شكل الاشارة الناتجة عند النقاط A و B و C



الشكل (٦)

الحــل : –

عند النقطة A يكون شكل الموجة كالآتي : –
الاشارة المتناوبة 10 mV متراكبة مع الفولتية المستمرة 1·4V .

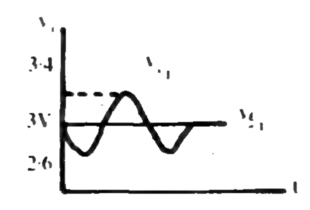
عند النقطة B :

التيار المار في مقاومة الباعث T_1 يكون مساويا لـ

$$T_{E_1} = \frac{V_{E_1}}{R_{E_1}} = \frac{1 \cdot 4 - 0 \cdot 7}{680} \simeq 1 \text{ mA}$$

لذا فان الفولتية المستمرة عند النقطة B تساوي

$$V_{c_1} = 30 - 1 \text{ mA} \times 27 \text{ K} = 3\text{V}$$



اما التكبير في الفولتية فيكون مساويا

$$A_{v_1} = \frac{r_{c_1}}{r_{e_1} + r_{e_1}} \approx \frac{r_c}{r_E} = \frac{27000}{680} = 40$$

لـــذا فان

$$v_{c_1} = 40 \times 10 \text{ mV} = 400 \text{ mV} = 0{\cdot}4 \text{ V}$$

وبهذا تكون الفولتية المتناوبة 0·4V متراكبة مع 3V عند النقطة B .

عند النقطة C : لدينا ان

$$I_{E_2} = \frac{3 - 0{\cdot}7}{2{\cdot}4} \simeq 1 \text{ mA}$$

وبهذا يكون

$$V_{c_2} = 30 - 28 \text{ K} \times 1 \text{ mA} = 6\text{V}$$

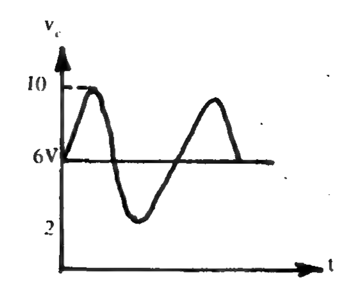
وان التكبير في الفولتية المتناوبة يكون مساويا لـ

$$A_{v_2} = \frac{r_{c_2}}{r_{E_2}} = \frac{24}{2{\cdot}4} = 10$$

أي أن الفولتية الخارجة ستكون مساوية لـ

$$v_o = 400 \text{ mV} \times 10 = 4\text{V}$$

وبهذا تكون الموجة عند النقطة C مكونة من الفولتية المتناوبة الخارجة (4V) والفولتية المستمرة (6V)



يتضح من المثال اعلاه ان التغير في تيار المجمع وفولتياته بسبب من تغير درجات الحرارة – مثلا – سوف يظهر نتيجة للاقران المباشر ، في الاخراج النهائي كتغير في الفولتية مكبر . هذا التغير في تيار المجمع او الفولتية غير مرغوب فيه عادة ويسمى التيار الناتج عن تيار الانجراف drift current والمشكلة مع تيار الانجراف هي انك لا تستطيع تميزه عن التغير الحقيقي في التيار الناتج عن اشارة الادخال وهذا هو العيب الرئيسي في الاقران المباشر :

لابد لنا من ان نذكر هنا ان هناك نوعاً ثالثاً من الاقران يسمى باقتران محولات coupling transformer وهو خاص بمكبرات القدرة وسنرجىء الكلام عنه حتى الفصل الثالث عشر – عند الكلام عن هذه المكبرات – لما يلزمه من فهم خاص لدور المحولات في المكبرات المتعددة المراحل .

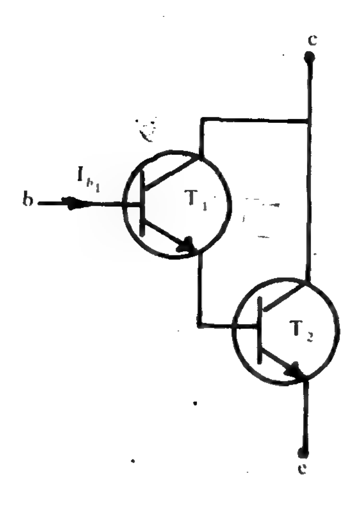
4 – 12 مكبرات أخرى

1 – 4 – 12 مكبر زوج دارلنكتون Darlington - pair amplifier :

يتكون مكبر زوج دارلنكتون – انظر الشكل (7) – من ترانزستورين ربط مجمعهما معاً واستخدام تيار الباعث للترانزستور الاول T_1 كتيار قاعدة للترانزستور الثاني T_2 .

هذه الهيئة تستخدم عادة لزيادة ممانعة الادخال لدائرة المكبر وللحصول على كسب عال في التيار يكون مساويا لـ $\beta_1 \beta_2$. ففي الشكل (7) ، وبعد اهمال تيار التسرب يكون لدينا

$$I_{c_1} = \beta_1 I_{b_1} = \beta_1 I_b \qquad \dots (5)$$



الشكل (٧) مكبر دارلنكتون .

كذلك لدينا من نفس الشكل . ان

$$I_{b_2} = I_{e_1} = I_{c_1} + I_{b_1} = (1 + \beta_1) I_b$$

و

$$I_{c_2} = \beta_2 I_{b_2} = \beta_2 (1 + \beta_1) I_b \qquad \ldots (6)$$

وعلى اساس ان

$$I_c = I_{c_1} + I_{c_2} \qquad \ldots (7)$$

نحصل على

$$I_c = \beta I_b + \beta_2 (1 + \beta_1) I_b \qquad \ldots (8)$$

$$\simeq \beta_1 \beta_2 I_b \qquad \ldots (9)$$

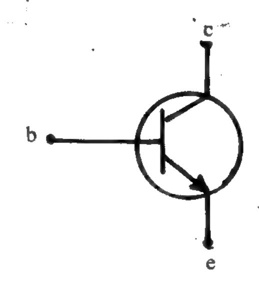
وحيث ان $\beta_1 \beta_2 >> 1$ لذا فان قيمة β الفعالة لمكبر زوج دارلنكتون تكون مساوية لـ

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \qquad \ldots (10)$$

من الناحية العملية تكون قيمة β لمكبر زوج دارلنكتون في حدود 10^3 الى 10^4 فاذا كان I_{c1} صغيراً فان هذا يعني ان تيار القاعدة $I_{b_1} = I_b$ لا يكون كبيراً مقارنة مع تيار التسرب . وبهذا فان المعادلة (5) يجب ان تستبدل بمعادلة اخرى اكثر دقة وهي

$$I_{c_1} = \beta_1 (I_b + I_{cbo1}) \qquad \ldots (11)$$

ان كون القيمة الفعالة لـ β لمكبر زوج دارلنكتون كبيرة جداً ، يجعل من هذا الاخير دائرة عملية ذات فائدة كبيرة في التطبيقات التي يحتاج فيها الى استخدام مكبر بممانعة ادخال عالية . ذلك ان زوج دارلنكتون يمكن عده كترانزستور واحد – انظر الشكل (8) – بمعامل كسب في التيار مقداره β لذا فان



الشكل (٨) الترانزستور المكافىء لزوج دارلنكتون .

$$Z_{in} (\text{base}) = \beta (r_e + r_E) \qquad \ldots (12)$$

في بعض الاحيان فان قيمة β العالية لتابع الباعث نوع دارلنكتون تنتج ممانعة ادخال تفوق الميكا اوم

في مثل هذه الحالة لانستطيع اهمال r_c' المبينة – الشكل (٢٧) في الفصل التاسع – وتصبح ممانعة ادخال القاعدة .

$$Z_{in} (\text{base}) = \beta (r_e + r_E) \parallel r_c' \qquad \ldots (13)$$

وكما بينا سابقاً تكون r'_c عادة بالميكااوم نتيجة لذلك تمثل r'_c الحد الأعلى لممانعة الادخال في تابع الباعث نوع دارلنكتون

مثـــال (3) : –

كم هي ممانعة ادخال المرحلة الاولى في (9) ؟ اذا كانت β دارلنكتن تساوي 200 و $r'_c = 2M\,\Omega$

الحـــل : –

لدينا من المعادلة (13) ان

$$Z_{in}(\text{base}) = \beta(r_e + r_E) \parallel r'_c$$

لايجاد r_{e1} علينا ان نحسب I_{E1} . حيث ان

$$I_{E_1} = \frac{V_E - 2V_{BE}}{R_E} = \frac{10 - 1{\cdot}4}{8200} = 1\text{ mA}$$

$$r_{e_1} = 25\,\Omega$$

ترتبط R_E مع Z_{i2} على التوازي لذا فان

$$r_{E_1} = R_E \parallel Z_{i2}$$

لدينا ان

$$Z_{i2} = Z_{in}(\text{base}) \parallel R_1 \parallel R_2$$

وكذلك فان

$$Z_{in}(\text{base } 2) = \beta\, r_{e_2} = 100 \times \frac{25}{I_{E_2}} = 100 \times 25 = 2{\cdot}5\text{ K}\Omega$$

$$Z_{i2} = 2{\cdot}5 \parallel 30 \parallel 60 = 2{\cdot}2\text{ K}\Omega$$

او ان

$$r_{E1} = 8.2 \parallel 2.5 \parallel 30 \parallel 60 = 1{\cdot}75\text{ K}$$

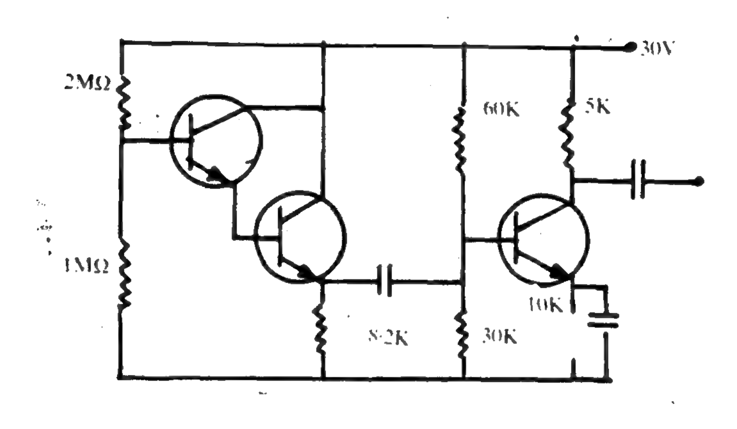
وبهذا يكون لدينا

$$Z_{in}(\text{base } 1) = 5000\,(0{\cdot}025 + 1{\cdot}75)\quad r'_e \simeq 1{\cdot}63\ M\Omega$$

عندما تؤخذ مقاومتا القاعدة بنظر الاعتبار تكون ممانعة الادخال

$$Z_{i1} = R_1 \quad R_2 \quad Z_{in}(\text{base } 1) = 2\ M\Omega' \quad 1\ M\Omega \quad 1{\cdot}63\ M\Omega$$
$$= 473\ K\Omega$$

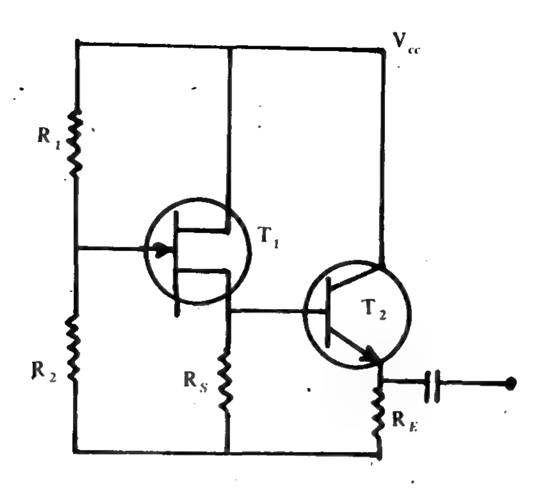
نلاحظ من نتائج الحسابات اعلاه ان ممانعة الادخال للدائرة – الشكل (٩) – تكون من دون تابع الباعث نوع دارلنكتون . تكون مساوية لـ $2{\cdot}22K$ بينما ترتفع بوجود هذا التابع الى $473\ K\Omega$.



الشكل (٩)

يبين الشكل (١٠) دائرة نموذجية لمكبر دارلنكتون حيث جمعت هذه الدائرة محاسن كل من الترانزستورين T_1 الـ FET وترانزستور الوصلة T_2 ذلك ان T_2 لايؤثر على ممانعة الادخال الكبيرة لـ T_1 . مع هذا فان ممانعة الاخراج تكون اقل من ممانعة الاخراج المعتادة لترانزستور FET .

على الرغم من المميزات التي تصاحب مكبر زوج دارلنكتن الا أنه لابد ان نذكر ان هناك جملة أمور يجب ان تؤخذ في الاعتبار عند مقارنته بالمكبرات الاخرى ومنها :–



الشكل (١٠) دائرة دارلنكتون مكونة من : FET و BJT

1- ان كون مكبر زوج دارلنكتون تابعاً باعثاً ، يجعل الكسب في الفولتية اقل من واحد . ذلك ان زيادة R_s – في الشكل (١٠) – لن يؤدي الى زيادة كسب الفولتية وذلك لان هذه الزيادة في R_s سوف يقابلها نقصان في $(I_d = -I_s)$ وان خير علاج لهذه المشكلة هو استبدال R_s بمصدر تيار ثابت .

2- تكون الاستجابة الترددية لمكبر زوج دارلنكتون ضعيفة نوعا ما بسبب من صغر قيمة I_{c_1} وبالامكان تحسين هذه الاستجابة ولكن على حساب تقليل ممانعة الادخال

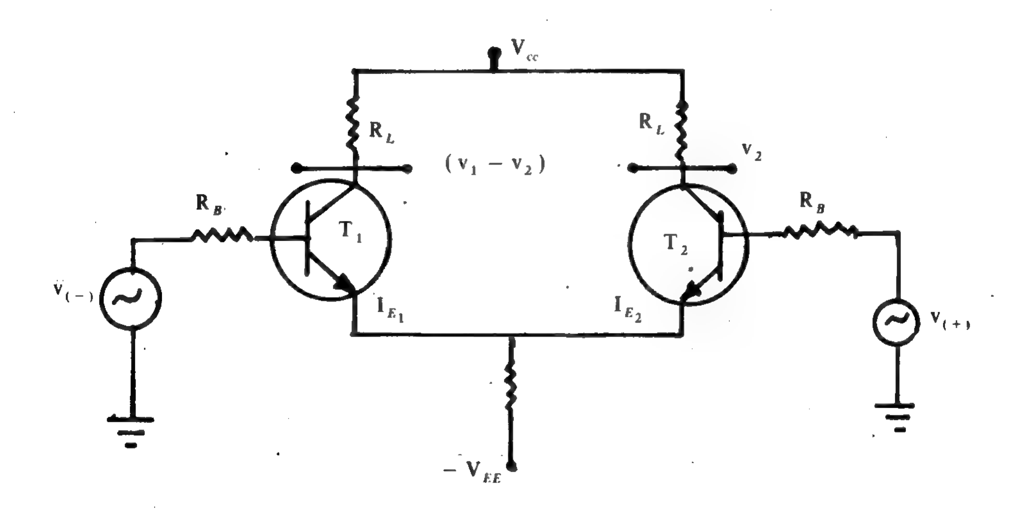
3- بسبب من وجود تيار التسرب وبالنظر لكبر قيمة β لذا فانه يصبح من غير العملي استعمال اكثر من ترانزستورين في دائرة مكبر دارلنكتون .

2-4-12 المكبر التفاضلي The differential amplifier :-

يستعمل المكبر التفاضلي بكثرة في الدوائر المتكاملة الخطية linear integrated circuits وذلك لعدم حاجته الى استخدام متسعات الاقران والامرار التي يصعب تصنيعها في هذا المضمار . وهو بذلك يستطيع تكبير الاشارات ذات التردد الواطىء – الـ D.C – فضلاً عن الاشارات ذات التردد العالي وعليه فأنه يشكل دائرة الادخال لمعظم الدوائر المتكاملة الخطية .

يبين الشكل (11) الدائرة الاساسية لمكبر تفاضلي ، ويلاحظ فيها وجود مدخلين : يدعى احدهما بالمدخل العاكس inverting input (− V) والاخر بالمدخل غير العاكس non inverting input (+ V) وثلاثة مخارج : V_1 , V_2 , $V_2 - V_1$
ان أهمية المكبر التفاضلي تكمن في ان فولتية الاخراج تتناسب مع الفرق difference بين اشارتي الادخال ومن هنا جاءت التسمية بمكبر الفرق او المكبر التفاضلي . وعليه فان بالامكان استخدام هذا المكبر لتكبير الفرق بين اشارتي الادخال لهذا المكبر او تكبير اشارة ادخال واحدة وذلك عن طريق تأريض طرق الادخال الآخر وكما سنرى لاحقا .

يلاحظ كذلك ، في الشكل (10) ان كلا الترانزستورين T_1 , T_2 يشتركان بمقاومة باعث واحدة ومن ثم فان المكبر التفاضلي يسمى احيانا بالزوج ذي الذيـــل الطويـــل* long tail pair ، وان لكل منها مقاومة حمل R_L ومثالياً يجب ان تكون الدائرة متماثلة فكل نصف يجب ان يشابه النصف الاخر ويتحقق هذا التماثل في الدوائر المتكاملة احادية البلورة وذلك لامكانية تصنيعها على شريحة واحدة تمتلك خواصا موحدة .



الشكل (١١) دائرة المكبر التفاضلي .

* لأنه يتكون من زوج من الترانزستورات المتماثلة مربوطة بمقاومة الباعث المشترك (الذيل) .

يعمل الترانزستورين $T_2 . T_1$ في المنطقة الفعالة وذلك لتحيزيهما – باستعمال طريقة انحياز الباعث – بوساطة المصدر $(-V_{EE})$ الذي يقوم بتحيزهما بتيار الانحياز اللازم الذي يمر عبر المقاومة المشتركة R_E . ويعرف بتيار الذيل I_T . ذلك أن

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \qquad \ldots (13)$$

عندما يكون كلا الترانزستورين متشابهين فان تيار الذيل ينقسم بالتساوي بينهما . اي انه اذا كانت $(V\ ) = (V\ )$ فان جانبي الدائرة يكونان متناظرين وبهـــــذا وعليه فان $I_{c1} = I_{c2} = \frac{I_T}{2}$

$$V_{o1} = V_{o2} = V_{cc} - \frac{I_T R_L}{2} \qquad \ldots (14)$$

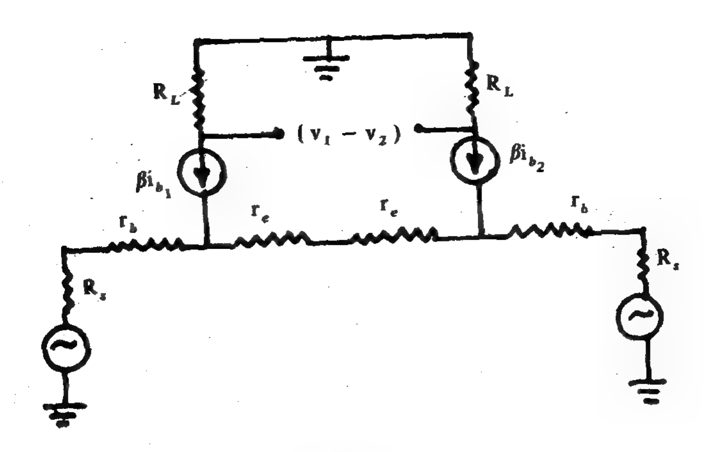
واضح ان أي تأثيرمن تغيرفي درجة الحرارة اوتغيرفي β او V_{BE} سوف يحدث لكلا الترانزستورين بالتساوي وبهذا تبقى الدائرة محتفظة بخاصية التناظر على الدوام .

* من جهة أخرى اذا كانت $(V\ ) \neq (V\ )$ فان I_T سوف لاينقسم بالتساوي على الرغم من بقاء $I_{c1} + I_{c2} = I_T$. وبهذا فان أي نقصان في احد التيارين سوف يقابله زيادة في التيار الآخر .

(أ) دائرة الاشارة الصغيرة المكافئة للمكبر التفاضلي :–

بعد أن اصبحت لدينا فكرة عامة عن عمل المكبر التفاضلي من حيث التيار المستمر وبقصد الوصول الى فهم أعمق لهذه الدائرة دعنا ندرس عمل المكبر التفاضلي عند تسليط اشارة متناوبة على قاعدتي الترانزستورين $T_2 . T_1$.

للوصول الى هذا الغرض يلزمنا رسم دائرة الـ A.c المكافئة للمكبر التفاضلي وذلك عن طريق قصر جميع مصادر الفولتية المستمرة الى الارض واستبدال $T_2 . T_1$ بدائرة الـ a.c المكافئة لهما – انظر الشكل (12) .



الشكل (١٢) الدائرة المكافئة للمكبر التفاضلي .

لدينا في دائرة القاعدة المقاومة R مربوطة على التوالي مع مقاومة امتداد القاعدة وبذلك فانها ستقتصر الى R_s حيث أن $R_s = r_b + R$. من جهة الباعث لدينا المقاومة r_e وعلى الرغم من ان قيمة هذه المقاومة تعتمد على قيمة تيار الباعث الا انها ستكون هنا ثابتة تقريبا بسبب من ان التغيرفي تيار الباعث – الذي يحدث نتيجة للتغيرفي اشارتي الادخال – سيكون صغيراً .

باستخدام قانون كيرشوف للفولتية مع الدائرة المكافئة نستطيع كتابة مايأتي :

$$v_a = i_{b1} R_s + i_{e1} r_e + (i_{e1} + i_{e2}) R_E \qquad \ldots (14)$$

و

$$v_b = i_{b2} R_s + i_{c2} r_e + (i_{e1} + i_{e2}) R_2 \qquad \ldots (15)$$

حيث ان i_{e1} و i_{e2} هما تيارا الباعث لكلا الترانزستورين بحيث ان $i_{e1} = (1 + \beta) i_{b1}$ وكذلك $i_{e2} = (1 + \beta) i_{b2}$ وعند التعويض عنها في المعادلتين اعلاه نجد ان

$$v_a = i_{b1} \{ R_s + (\beta + 1)(R_E + r_e) \} + i_{b2} R_E (\beta + 1) \ldots (16)$$

و

$$v_b = i_{b2} \{ R_s + (\beta + 1)(R_E + r_e) \} + i_b R_E (\beta + 1) \ldots (17)$$

وعلى اعتبار أن $R_E >> r_e$ وكذلك $(\beta + 1) R_E >> R_s$ وعند حل المعادلتين اعلاه

$$i_{b1} = \frac{v_a - v_b}{2\{R_s + r_e(\beta + 1)\}} \quad \dots (18)$$

$$i_{b2} = \frac{-(v_a - v_b)}{2\{R_s + r_e(\beta + 1)\}} \quad \dots (19)$$

ان الفولتية التي تظهر حول المجمع لكلا الترانزستورين هي

$$v_o = \beta R_L (i_{b1} - i_{b2}) \quad \dots (20)$$

$$= \frac{\beta R_L (v_a - v_b)}{R_s + (\beta + 1) r_e} \quad \dots (21)$$

وفي حالة عدم وجود R واعتبار r_b صغيرة بحيث يمكن اهمال R_s في المقام فان المعادلة (21) ستؤول الى :-

$$v_0 = \frac{R}{r_e}(v_a - v_b) \quad \dots (22)$$

هذا يتفق مع نظرية التراكب التي تخبرنا بأنه عندما يعمل المصدران في آن واحد فان فولتية الاخراج تكون مساوية لحاصل الجمع الجبري للاشارتين المنفصلتين ، مضروبا بعامل الكسب أي ان : $v_o = A(v_a - v_b)$

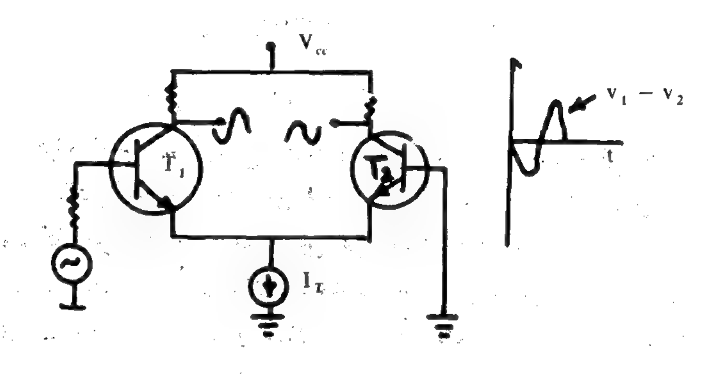
حيث A يساوي $\frac{R}{r_e}$ تقريبا .

(ب) اساليب الادخال والاخراج في المكبر التفاضلي :-

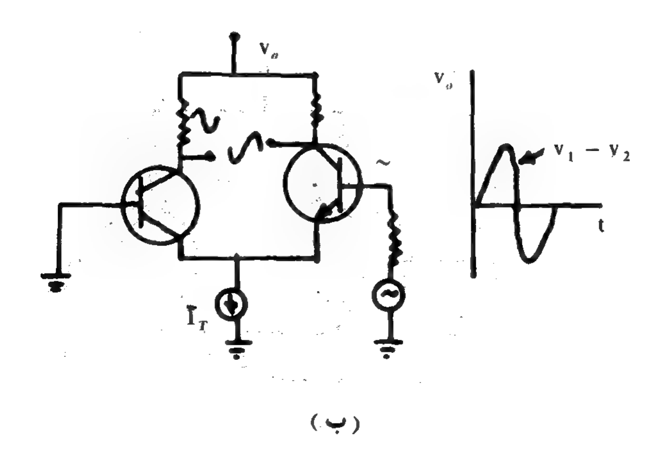
ان امتلاك المكبر التفاضلي لمدخلين وثلاثة مخارج يشير الى تعدد اساليب الادخال والاخراج التي يمكن ان يعمل معها المكبر التفاضلي فعلى سبيل المثال ، نستطيع تأريض احد طرفي الادخال ونسوق الطرف الاخر وكذلك تستطيع سوق المكبر التفاضلي باشارة بين القاعدتين وهكذا ... الخ . يمكن اجمال طرق او أساليب الادخال والاخراج في المكبر التفاضلي باربعة انواع هي :-

١ - الادخـــال المنفـــــرد single-ended input :-

يتم في هذه الحالة تأريض أحد طرفي الادخال وسوق الطرف الآخر. ففي الشكل (١٣) - تم تأريض قاعدة الترانزستور T_2 وسلطت اشارة ادخال على قاعدة T_1 وعليه فان T_1 سوف يعمل كمكبر باعث - مشترك (CE) اما T_2 فيعمل كمكبر قاعدة - مشتركة (CB) وتكون اشارة ادخاله هي اشارة باعث T_1. وعليه فان الموجة الخارجة عند مجمع T_1 تكون مختلفة في الطور عن تلك الموجة التي تظهر عند مجمع T_2



(أ)



(ب)

الشكل (١٣) طريقة الادخال المنفرد.

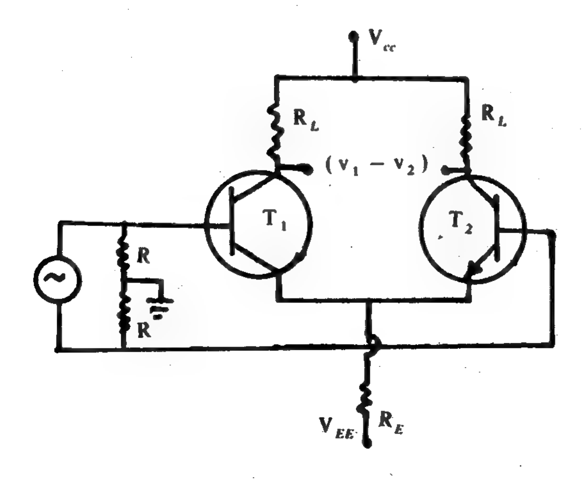
وحيث ان فولتية الاخراج المتناوبة تؤخذ بين المجمعين ولكونها حاصل الجمع الجبري بين موجتين متساويتين بالسعة ومتعاكستين في الطور . لذا فانها ستكون متساوية لضعف سعة الموجتين لاحظ الشكل (13 أ).

من جهة ثانية عند تأريض قاعدة T_1 وتسليط اشارة ادخال على قاعدة T_2 فان الترانزستور T_1 سوف يعمل هذه المرة عمل مكبر قاعدة – مشتركة بينما يعمل T_2 عمل مكبر باعث – مشترك وتكون فولتية الاخراج كما في الشكل (١٣ ب) ومن هنا يتضح لنا سبب تسمية المدخلين بالعاكس inverting والاخر غير عاكس non inverting .

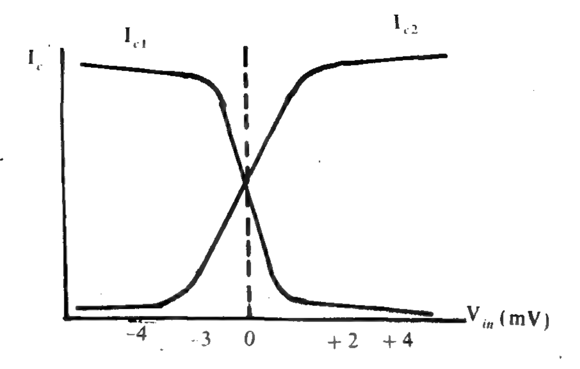
2 الادخـــال التفاضـــلي differential input :–

يسمى احيانا بالادخال المزدوج double-ended input. ويتم في هذا النوع من الادخال سوق المكبر التفاضلي باشارة بين قاعدتي الترانزستورين – انظر الشكل (١٤) – بحيث تكون كل من v_1 و v_2 متساويتين في المقدار ومتعاكستين في الطور ذلك ان $v_1 = - v_2$. ان تسليط مثل هاتين الاشارتين على ترانزستورين متماثلين سوف يؤدي الى زيادة في تيار مجمع احدهما ونقصان التيار الاخر بنفس المقدار وبالتعاقب وذلـــك مايكشف عنه منحى الانتقال transfer curve للمكبر التفاضلي – الشكل (١٥) .

مما جاء اعلاه يتضح لنا انه عندما يكون لدينا ادخال تفاضلي فان الفولتية الداخلة v_{in} تساوي حاصل الفرق بين v_1 و v_2 . اي ان



الشكل (١٤) الادخال التفاضلي .



في الشكل (١٥) تغير I_c مع V_{in} للمكبر التفاضلي .

$$v_{in} = v_1 - v_2 \qquad \ldots (24)$$

وعليه فان فولتية الاخراج تكون مساوية لـ

$$v_o = A(v_1 - v_2) \qquad \ldots (25)$$

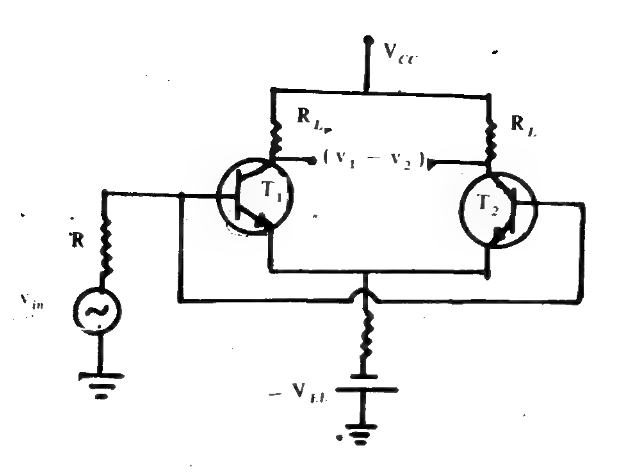
او ان

$$v_o = A\, v_{in} \qquad \ldots (26)$$

3- ادخـال الاسلـوب المشترك common-mode :-

في هذا النوع من الادخال يتم تسليط اشارة ادخال واحدة الى كلا الترانزستورين – انظر الشكل (١٦) – وحيث ان اشارة الادخال هي واحدة لذا فان $v_1 = v_2$. اي ان اشارتي الادخال لكلا الترانزستورين متساويتان في المقدار والطور وبهذا فان التغير في تياري المجمع لكلا الترانزستورين سوف يكون متماثلا : اي ينقصان معا ويزدادان معا . فاذا كان نصفا المكبر التفاضلي متشابهين فان فولتية الاخراج المتناوبة ستكون صفرا ومن هنا فان اسلوب الادخال هذا يستخدم فقط عند فحص المكبر التفاضلي لملاحظة مدى توازن نصفية .

من جهة أخرى اذا فقد التناظر بين نصفي المكبر التفاضلي بسبب من عدم التوازن وظهور اشارة الاخراج على الرغم من أن $v_2 = v_1$ فان هذه الاشارة ستؤدي الى حدوث خطأ في عمل المكبر التفاضلي . بالامكان تلافي عدم التناظر هذا وتقليل الخطأ الى أدنى



الشكل (١٦) ادخال الاسلوب المشترك .

حـد ممكـن عـن طريـق جعـل مايعـرف بنسبـة رفـض الاسلـوب المشترك common-mode ratio أو اختصاراً بـ CMRR اعلى مايمكن

تعرف نسبة رفض الاسلوب المشترك CMRR كالآتي:

$$CMRR = \frac{A\, V_{in(CM)}}{V_{o(CM)}} \qquad \ldots (27)$$

حيث يحسب البسط ويقاس المقام . فعلى سبيل المثال افرض ان $V_{in(CM)}$ تساوي 1v في الشكل (١٥) مثاليا يجب ان لانحصل على شيء في الاخراج ولكن بسبب عدم التوازن قد تكون هناك اشارة صغيرة في الاخراج ($V_{o(CM)} = 0.01\,v$) وعلى فرض ان ($A = 100$) نجد ان

$$CMRR = \frac{100 \times 1v}{0.01v} = 10000$$

وفي استمارة المواصفات تعطى CMRR بـ dB لذا تكون بهذا المثال بالذات مساوية لـ

$$CMRR = 20 \log 10000 = 80\ dB$$

وكلما زادت قيمة CMRR كان المكبر التفاضلي أحسن ويلاحظ من المعادلة اعلاه اذا كانت $V_{o(CM)}$ صفرا فان CMRR تساوي مالانهاية . كذلك بالامكان حساب النسبة CMRR من المعادلة

$$CMRR = \frac{\text{كسب الاسلوب المشترك}}{\text{كسب الاسلوب التفاضلي}}$$

$$= \frac{Av_D}{Av_{CM}} \qquad \dots (28)$$

وعلى اعتبار ان نصف دائرة المكبر التفاضلي هي دائرة مكبر باعث – مشترك بمقاومة باعث قدرها $2R_l$ (تذكر ان تيار الباعث لأي من الترانزستورين هو $\frac{I_l}{2}$) لذا فان

$$Av_{CM} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{-g_m R_L}{1 + 2g_m R_l} \qquad \dots (29)$$

وان

$$Av_D = \frac{v_o}{v_D} = g_m R_L \qquad \dots (30)$$

وعند التعويض عن المعادلتين (29) ، (30) في المعادلة (28) نحصل على

$$CMRR = \frac{g_m R_l (1 + 2g_m R_l)}{g_m R_L} \simeq 2g_m R_l \qquad \dots (31)$$

مثـــال (١) :-

اذا كان كسب الاسلوب – التفاضلي لمكبر هو 66 dB A_{vD} وكان CMRR مرة يساوي (100) ومرة يساوي (10000) . فاحسب فولتية الاخراج ثم وضح تأثير زيادة CMRR على هذه الفولتية علما بأن $1\,mV$ ، v_1 ، $0.9\,mV$ ، v_2 .

الحـــل : –

فولتية الادخال التفاضلي تساوي

$$v_D = v_1 - v_2 = 1 - 0{\cdot}9 = 0{\cdot}1 \text{ mV}$$

اشارة ادخال الاسلوب – المشترك تساوي

$$v_{CM} = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{1{\cdot}0 + 0{\cdot}9}{2} = 0{\cdot}95 \text{ mV}$$

مع $CMRR = 100$ لدينا ان

$$v_o = Av_D + Av_{CM} v_{CM} \qquad \ldots (32)$$

أي أن

$$v_o = A_{VD} v_D \left(1 + \frac{1}{CMRR} \frac{v_{CM}}{v_D} \right) \qquad \ldots (33)$$

أي أن

$$v_o = 2 \times 10^3 \times 0{\cdot}1 \left(1 + \frac{1}{100} \frac{0{\cdot}95}{0{\cdot}1} \right) = 219 \text{ mV}$$

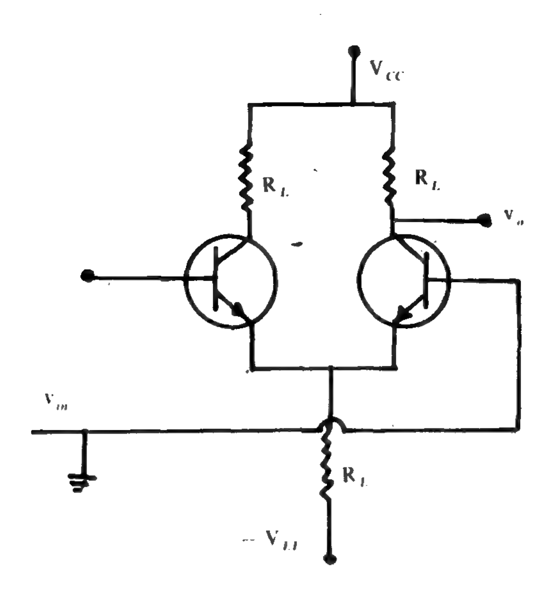
أما بالنسبة للاسلوب التفاضلي فان

$$v_o = 2 \times 10^3 \times 0{\cdot}1 = 200 \text{ mV}$$

لاحظ ان الفرق هو 19 mA وهو يمثل مقدار الخطأ في اشارة الاخراج عندما يكون $CMRR = 10000$ نجد ان $v_o = 200{\cdot}19$ mv وعليه فان نسبة الخطأ هنا هي في حدود $0{\cdot}095$.

4. ادخال واخراج النهاية المنفردة single-ended output

يتم هنا تأريض قاعدة احد الترانزستورين وتؤخذ فولتية الاخراج من عند احد المجمعين – انظر الشكل (١٧) – لذا فان الكسب في الفولتية يكون نصف ما هو عليه في حالة الادخال بالاسلوب التفاضلي . ذلك ان



الشكل (١٧) دائرة ادخال واخراج النهاية المنفردة .

$$v_o = \frac{A}{2} v_{in} \qquad \ldots (34)$$

حيث ان $A = \dfrac{R_L}{r_e}$

يستعمل المكبر التفاضلي ذو النهاية المنفردة بالاخراج عادة . في المراحل النهائية من دوائر المكبرات .

مثـــال (٢) : –

احسب فولتية الاخراج التقربية لكل مكبر تفاضلي في الأشكال (16،13،12)

حيث ان $R_L = 10\,K\Omega$, $R_1 = 5K\,\Omega$, $V_{EE} = 10V$

الحـــل : –

لحساب A يجب استخراج r_e وبذلك فان هناك حاجة لحساب I_1 اولا ذلك لأن $r_e = \dfrac{25}{I_1}$. يتم حساب I_1 من المعادلة

$$I_E = \frac{V_{EE}}{R_E} = \frac{10}{5000} = 2\,mA$$

وعليه فان تيار الباعث المستمر في كل ترانزستور . يكون مساوياً لـ $1\,mA$ تقريبا وهذا يعني ان r_e تكون مساوية لـ 25Ω ويكون الكسب في الفولتية مساويا لـ

$$A \simeq \frac{R_L}{r_e} = \frac{10000}{25} = 400$$

في الشكل (١٢) لدينا ان

$$v_o = A\,v_{in} = 400\,(1\,mV) = 400\,mV$$

وتكون فولتية الاخراج هذه في نفس طور فولتية الادخال
في الشكل (١٣) لدينا مصدر واحد للاشارة بدلا من مصدرين منفصلين وعليه فان

$$v_o = A\,v_{in} = 400\,(1\,mv) = 400\,mV$$

في الشكل (١٦) لايزال تسليط اشارة الادخال بالاسلوب التفاضلي لكننا نستعمل هنا اخراجا ذا نهاية منفردة وعليه فان

$$v_o = \frac{A}{2} v_{in} = 200\,m$$

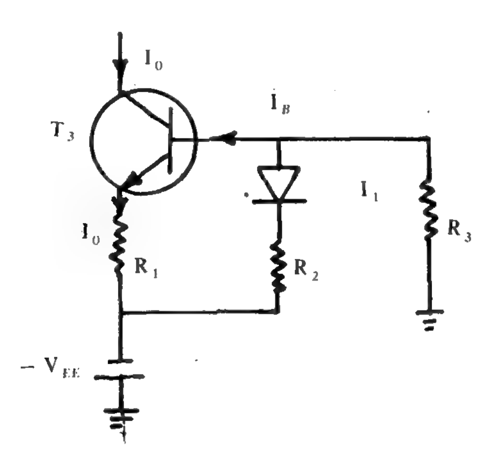
(جـ) - المكبر التفاضلي مع مصدر تيار ثابت : -

رأينا في السابق المعادلة (29) - ان زيادة R_E يعمل على زيادة CMRR مما يؤدي بالتالي الى تقليل نسبة الخطأ في قيمة الفولتية الخارجة . والناتج عن وجود الحد $A_{cm} v_{cm}$ في المعادلة (32) وعليه فانه يلزم للحصول على اشارة خروج تفاضلية فقط . ان تكون كل من $V_{EE} . R_E$ كبيرتين ليكونا بمثابة مصدر ثابت للتيار . على اية حال . ان زيادة $R_E . V_{EE}$. سوف يؤدي الى تبديد اكبر للقدرة اضف الى ذلك ان تكلفة صناعة R_E في الدوائر المتكاملة مثلا . تعادل تكلفة صناعة ترانزستور ومن هنافان استبدال R_E بترانزستور يعمل كمصدر ثابت للتيار مع الابقاء على قيمة V_{EE} يصبح ضروريا وعمليا . ذلك ان الترانزستور يعد مصدرا ثابتا للتيار

عندما يعمل في المنطقة الفعالة . اي عندما تكون قيمة التيار I_c غير معتمدة على التغير في الفولتية V_{CE} وبذلك فان الترانزستور سوف يمتلك مقاومة عالية جداً ومنها يمكن الحصول على CMRR عالية ايضاً .

الدائرة في الشكل (18) تعمل كمصدر ثابت للتيار بشكل يكاد ان يكون مثالياً . ذلك لان التيار الخارج I_o يكون مساويا لـ

$$I_o = \frac{V_{EE} R_2}{R_1 (R_2 + R_3)} \qquad \dots (35)$$



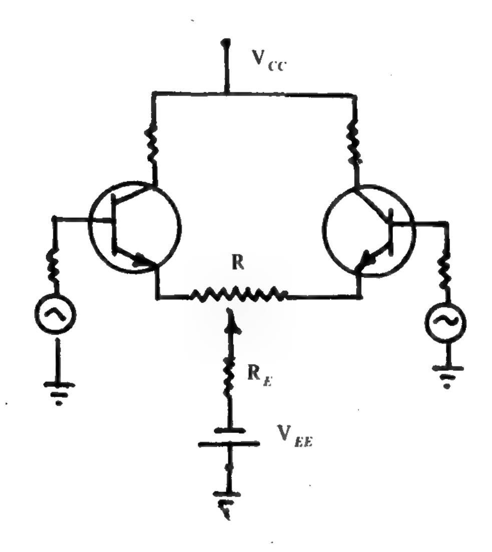
الشكل (١٨) مصدر نموذجي للتيار الثابت .

ولا يعتمد على مواصفات اي من الترانزستور او الثنائي البلوري . هذا الأخير يصنع من نفس مادة الترانزستور ويعمل كعنصر للتعويض عن التغير في التيار بسبب من التغير في درجات الحرارة فضلاً عما ذكر اعلاه فان الترانزستور T يمتلك مقاومة الباعث R_1 وبهذا فان الفولتية المتولدة عبر هذه المقاومة $I_o R_1$ ، سوف تعمل على احداث تغذية تيار خلفية تجعل من مقاومة الاخراج لهذا الترانزستور عالية جداً وبهذا يتم الحصول على CMRR عالية .

مما تقدم فان الدائرة في الشكل (18) تعد مصدراً نموذجياً للتيار الثابت ، يتم ربطها مع المكبرات التفاضلية . في هذه الدائرة يعمل T_3 كمصدر ثابت للتيار يقوم

بتجهيز المكبر التفاضلي بالتيار اللازم ويمتلك ممانعة اخراج عالية جداً . فعلى سبيل المثال اذا كان التيار المطلوب $I_o = 0.5\ mA$ وكانت $Z_o = \frac{1}{h_{oc}}$ مساوية لـ $500\ K\Omega$ فانه يلزم استخدام $R_E = 500\ K\Omega$ وان تكون V_{EE} مساوية لـ $250\ V$ وكلاهما غير مناسب للاستعمال في الدوائر المتكاملة كما سنرى لاحقاً .

بقي ان نذكر اخيراً انه يلزم في بعض الأحيان ، عندما يكون هناك اختلاف في خواص كل من T_2 , T_1 استخدام مقاومة متغيرة تربط بين باعث كل من T_2 , T_1 وتعمل هذه على اعادة التوازن لدائرة المكبر التفاضلي – انظر الشكل (١٩) .



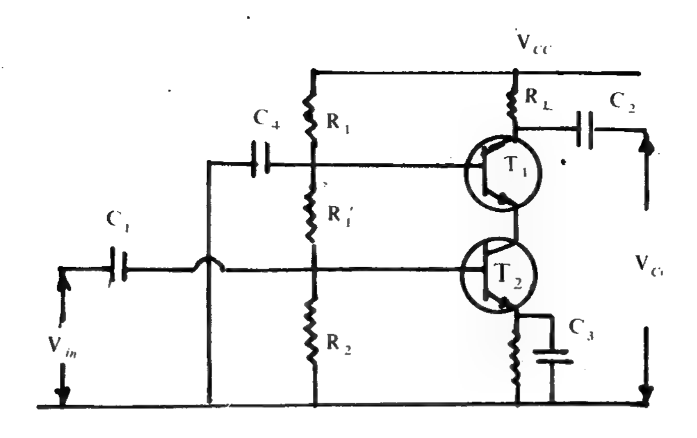
الشكل (١٩) المكبر التفاضلي مع المقاومة R

3 – 4 – 12 مكبر كاسكود Cascode amplifier :

يتكون المكبر الكاسكودي من مكبر باعث مشترك CE يسوق مكبر قاعدة مشتركة CB انظر الشكل (20) وبالتالي فانه يمتلك ممانعة ادخال لا تختلف عن ممانعة ادخال أي مكبر من نوع باعث مشترك وممانعة اخراج عالية جداً وهي ممانعة الاخراج لمكبر قاعدة مشتركة .

بسبب من ممانعة الاخراج الواطئة التي يراها المكبر الاول – الباعث المشترك – لذا فان التحصيل في الفولتية يكون صغيراً ومساوياً للواحد . اي ان

$$A_{v1} = \frac{r_c}{r_e} = \frac{I_{c1}}{25} Z_{in2} \qquad \ldots (35)$$



الشكل (٢٠) دائرة المكبر الكاسوكودي .

حيث ان I_{c1} هو تيار المجمع لـ T_1 ، Z_{in2} هي ممانعة الادخال لمكبر القاعدة المشتركة . والذي يساوي :

$$Z_{in2} = h_{ib} = \frac{25}{I_{c2}} \qquad \ldots (36)$$

وعليه فان

$$A_{v1} = \frac{I_{c1}}{I_{c2}} = 1 \qquad \ldots (37)$$

ذلك لأن I_{c1} يمثل تيار الباعث في مكبر القاعدة المشتركة والذي يساوي تيار المجمع فيه وبالتالي فان المكبر الكاسكودي يعمل بدون تأثير ميلر Miller effect ومن هنا فانه يستخدم في الترددات العالية (في المديات 10 mHZ فأكثر) كما ان الموجة الناتجة تخلو من الضوضاء الكهربائية مما يجعله صالحاً للعمل كمكبر مرحلة اولى preamplifier للاشارات الصغيرة في الكثير من اجهزة التكبير .

وعلى الرغم من ان التكبير في الفولتية لمكبر الباعث المشترك هو واحد الا ان التكبير في التيار يكون مساوياً لـ $\beta_{d \cdot c} = h_{fe}$ وبالتالي فان التكبير الكلي في الفولتية للدائرة

يكون مساويا لـ

$$A_i = -h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}} \quad \ldots (38)$$

فاذا كانت $h_{fe} = 50$ ، $h_{ie} = 1200\,\Omega$ ، $R_L = 3000\,\Omega$ فان

$$\therefore A_v = -50 \times \frac{3000}{1200} = -125$$

كذلك يستخدم مكبر كاسود في مكبرات الدوائر المتكاملة (IC amplifiers) لتغير مستوى الـ d.c level shifter d.c المرافق للاشارات الصغيرة الخارجة من الدوائر الاخرى . فعلى سبيل المثال يقوم المكبر الكاسكودي في الشكل (21) بالغاء الفولتية المستمرة V_1 المرافقة للاشارة الصغيرة v_i بالطريقة الآتية : –

في هذا الشكل يعمل T_1 كتابع باعث و T_2 كمصدر تيار ثابت يجهز T_1 بالتيار I_{E_2} وعليه فان مركبة الـ d.c في الاشارة الخارجة ستكون مساوية لـ

$$V_L = V_1 - \frac{R_1 I_{E_2}}{h_{fe} + 1} - 0{\cdot}7 - R_2 I_{E_2} \quad \ldots (39)$$

وبهذا فانه يمكن التحكم بقيمة مستوى الفولتية المستمرة (d.c) الخارجة من خلال التحكم بقيمة R_2 حيث ان I_{E_2} هو ثابت القيمة . يكون V_L = صفراً اذا كان

$$I_{E_2} R_2 = V_1 - 0{\cdot}7$$

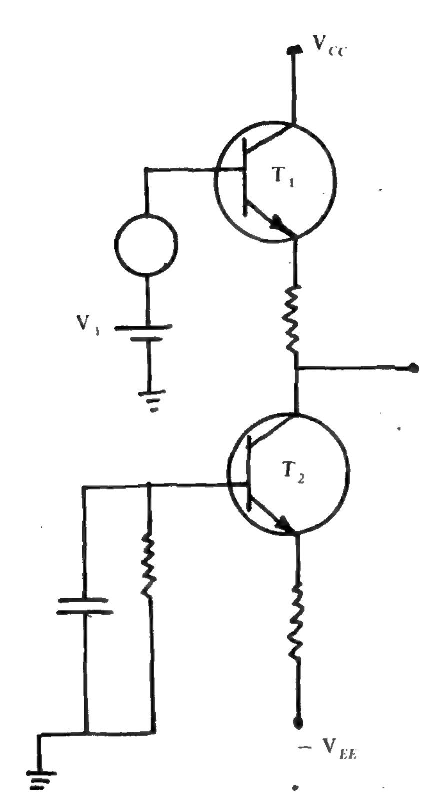
وأخيراً لرب سائل يسأل : أليس بالامكان الحصول على نفس النتيجة باستخدام مجزىء الجهد المبين في الشكل (٢٢) مثلا ؟ والجواب عن هذا السؤال سيكون بالايجاب طبعاً في حالة كون

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_2}{R_2} \quad \ldots (40)$$

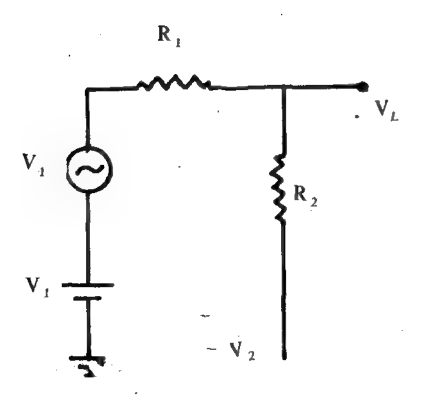
ولكن ماذا يحدث لـ v_L المتناوبة ؟ والجواب أنها ستكون اقل من v_i طبعاً بحيث ان

$$v_L = v_i \frac{R_2}{R_2 + R_1} \qquad \ldots (41)$$

وهكذا ندرك وظيفة المكبر الكاسكودي في تكبير v_i



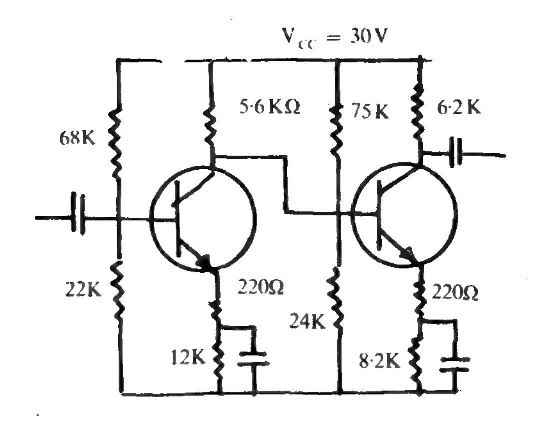
الشكل (٢١) طريقة القاء الفولتية المستمرة



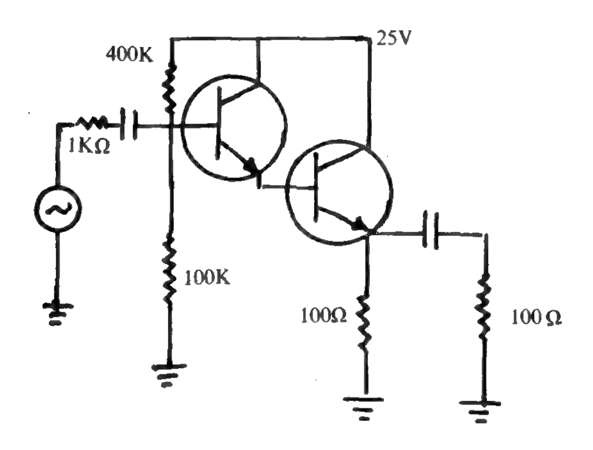
الشكل (٢٢) دائرة مجزىء الجهد .

اسئلة ومسائل

1) لماذا يستخدم في بعض الاحيان اكثر من مرحلة تكبير واحدة ؟
2) ما المقصود بالاقران ؟ وما انواعه ؟
3) اشرح بالتفصيل لماذا يكون الكسب الكلي لمكبر متعدد المراحل أقل من حاصل ضرب الكسب الكلي لكل المراحل المنفردة ؟
4) اشرح بالتفصيل لماذا ينخفض الكسب في الفولتية في المكبرات عند الترددات اقل من f_1 وأكبر من f_2 . انظر الشكل (٣) .
5) لماذا يكون تحقيق الاقران المباشر صعباً ؟ وضح بالتفصيل
6) اذكر أهم مميزات مكبر زوج دارلنكتون
7) وضح الكيفية التي يؤثر بها تيار المجمع – في مكبر زوج دارلنكتون – مع الاستجابة الترددية لهذا المكبر .
8) لماذا يستخدم المكبر التفاضلي بكثرة في الدوائر المتكاملة ؟
9) في الشكل (١١) اذكر فائدة كل من R_E ، V_{IE} .
10) اشرح بالتفصيل كيف يعمل المكبر التفاضلي
11) عدد اساليب الاخراج والادخال في المكبر التفاضلي مع ذكر استعمالات كل نوع من هذه الاساليب .
12) ما المقصود بنسبة رفض الاسلوب المشترك وما تأثير ذلك على عمل المكبر؟
13) اشتق المعادلة (35) .
14) اشرح ما المقصود بتأثير ميلر .
15) في الشكل (١) اذا كانت $R_{L1} = R_{L2} = R_{E1} = R_{E2} = 5K\Omega$ و $R_2 = R_4 = 5K\Omega$ ، $R_1 = R_3 = 10K\Omega$ وكانت ممانعة الادخال لكل مرحلة تساوي $1K\Omega$ فاحسب
أ– الكسب في الفولتية للمكبر الاول .
ب– الكسب في الفولتية للمكبر الثاني .
ج– الكسب الكلي للفولتية .
16) مكبر ذو مرحلة واحدة مع $R_c = 10K\Omega$ و $R_{in} = 1K\Omega$ و $\beta = 100$. اذا كانت $R_L = 100\Omega$. احسب الكسب في الفولتية . علق على النتيجة .
17) في الشكل ادناه احسب v_o اذا كان ($v_{in} = 5mV$)



18) لزوج دارلنكتن في الشكل ادناه ($\beta = 10000$) كم هي ممانعة الادخال ؟



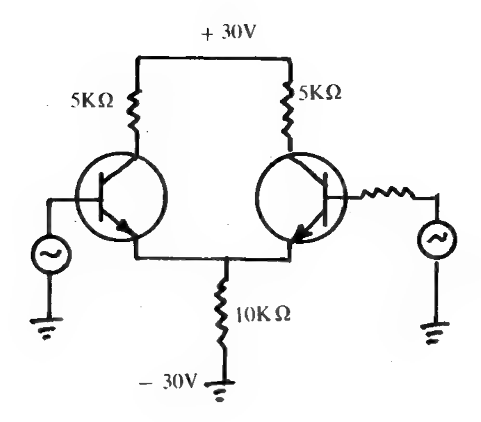
19) في الدائرة ادناه أحسب تيار الباعث .

20) احسب فولتية الاخراج اذا كان

أ- $v_1 = v_2 = 1\,mv$

ب- $v_1 = 0 \; v_2 = 1\,mv$

جـ- كم هي الفولتية المستمرة في كلا الحالتين .


+ 30V
5KΩ
5KΩ
10KΩ
– 30V

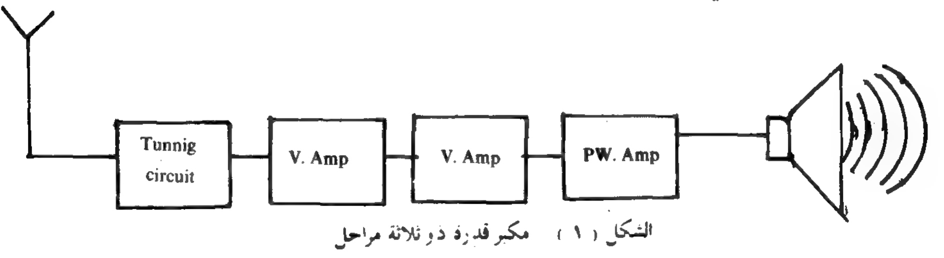
الفصل الثالث عشر

مكبرات القدرة

Power Amplifiers

1 13 المقدمة :-

تتكون المكبرات العملية عادة . من عدة مراحل - انظر الشكل (١) - تعمل على تكبير الاشارات الضعيفة الداخلة اليها حتى يتم الحصول أخيرا على القدرة الكهربائية الكافية واللازمة لتشغيل أجهزة الاخراج المختلفة كمكبرات الصوت (loud speaker) كما هو الحال في أجهزة الراديو او دوائر التسجيل .. الخ من الأجهزة الاخرى .



الشكل (١) مكبر قدرة ذو ثلاثة مراحل

على أية حال تعمل المراحل الأولية من هذا المكبر المتعدد المراحل . على تكبير الفولتية فقط بينما يتم تصميم المرحلة الأخيرة منه لاعطاء أقصى قدرة ممكنة . وعلى هذا الأساس تعرف المرحلة الأخيرة من أي مكبر متعدد المراحل بمرحلة القدرة Power stage ويسمى المكبر عندئذ بمكبر القدرة Power amplifier .

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان الحصول على قدرة اخراج محسوسة لايتم الا عند تسليط اشارة ادخال كبيرة . ان تسليط مثل هذه الفولتية الكبيرة على قاعدة الترانزستور سوف يعمل على سوق نقطة العمل Q-point للترانزستور على طول خط الحمل صعودا

ونزولاً . وحيث انه من النادر أن تكون منحنيات الخواص لأي ترانزستور خطية – عادة ما تكون المسافات بين هذه المنحنيات غير متساوية – لذا فان الموجة الخارجة لن تكون نسخة طبق الأصل من الموجة الداخلة وسوف يصاحبها نوع من التشويه .

وعلى الرغم من ان هذا التشويه يتم معالجته عادة اما عن طريق التغذية الخلفية السالبة او عن طريق ربط السحب والدفع – سيتم شرح ذلك لاحقاً – الا انه يجب ان يظل ماثلاً في الاذهان ان مكبرات القدرة هي مكبرات الاشارات الكبيرة خلافاً لمكبرات الفولتية التي هي مكبرات الاشارات الصغيرة . وكقاعدة عامة يكون لترانزستور الاشارة تبديد قدرة أقل من نصف واط ولترانزستور القدرة تبديد اكثر من واط .

على اية حال . ان تسليط فولتية دخل كبيرة للحصول على قدرة اخراج كبيرة يعني بالضرورة الحصول على فولتية وتيار اخراج كبيرين . ان وجود مثل هذه الفولتية الكبيرة في دوائر الاخراج لأجهزة التكبير المفرغةهو شيء عادي مألوف ذلك لأن هذه الأجهزة تعمل عادة مع مثل هذه الفولتيات الكبيرة . الا ان وقوع اجهزة اشباه الموصلات – الترانزستور مثلا – تحت مثل هذه الفولتية الكبيرة سوف يعمل على تغير سمك منطقة الاستنزاف ومن ثم دخول منطقة المجمع في القاعدة وبهذا يتغير سمك القاعدة وعندها تصبح رقيقة وقد تحدث لها عملية التصاق او انسداد – انظر الفصل السابع – اذ تتصل وصلة المجمع بوصلة الباعث .وعندئذ تختفي منطقة القاعدة ويتوقف الترانزستور عن العمل السليم مما يشير الى حدوث انهيار كهربائي .

بالرغم مما جاء أعلاه فبالامكان رفع فولتية الثقب Punch through Voltage الى قيمة اعلى وذلك بتقليل تركيز الحاملات الاكثرية في كل من منطقتي القاعدة والمجمع وبذلك تزداد مقاومتهما . ان هذا العمل سوف يؤدي الى تقليل كفاءة الباعث مؤديا بالتالي الى التقليل في كسب التيار وعليه فان مكبرات القدرة تمتاز بامتلاكها كسب تيار قليل .

بقي ان نذكر اخيرا ان مكبرات القدرة عادة ما تستخدم ربطا من نوع مكبر الباعث – المشترك وذلك لقدرة هذا الاخير على تكبير كل من الفولتية والتيار اي تكبير القدرة وبالتالي فان ربط المقاومات في دائرة المجمع في مكبرات القدرة . يصبح غير عملي ويستعاض عنه المحولات .

2 13 مصطلحات مهمة

ذكرنا – سابقا – ان الهدف الرئيس لمكبر القدرة هو الحصول على اقصى قدرة اخراج وبذلك فان كفاءة هذا المكبر في تحويل الفولتية المستمرة الـ d.c الى قدرة متناوبة الـ a.c . يكون أحد المعايير الاساسية لمدى صلاحية هذا المكبر او ذاك .

من جهة أخرى نجد ان الترانزستور . كأي جهاز الكتروني آخر . يمتلك حدودا معينة لمقدار الفولتية المسلطة وكذلك التيار المار فيه وبالتالي القدرة المسموح له بتبديدها ومن ثم فانه يصبح من الضروري التعرض لمثل هذه المصطلحات وكذلك بعض المفاهيم الاخرى ذات العلاقة المباشرة بطبيعة عمل مكبر القدرة . ومنها :-

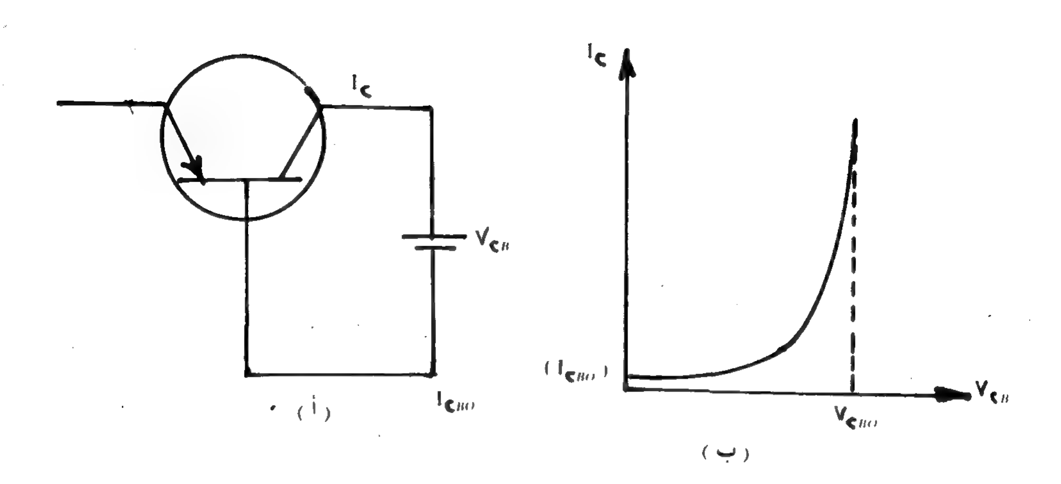
أ- منطقة العمل المسموحة :-

تحتوي استمارة المواصفات لأي ترانزستور على قيم معينة خاصة بذلك الترانزستور وهي تشتمل على ارقام معينة تحدد القيمة القصوى لفولتية المجمع التي يمكن للترانزستور ان يتحملها وكذلك أقصى قيمة لتيار المجمع التي يمكن أن يمر في دائرة المجمع ومن ثم أقصى قدرة مجمع يسمح لذلك الترانزستور بتبديدها . وبهذا فان الترانزستور سوف يعمل بشكل مرضي عندما تكون هذه القيم ضمن الحدود المثبتة في استمارة المواصفات .

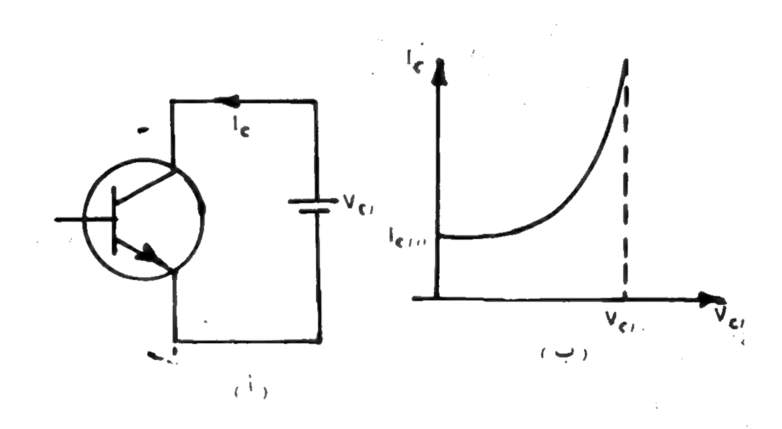
ان اقصى قيمة لفولتية المجمع يمكن تحديدها من خلال معرفة الفولتية التي يحدث عندها الانهيار ويتم ذلك بطريقتين : ففي الشكل (٢ أ) تم تسليط الفولتية بين المجمع والقاعدة وترك طرف الباعث دائرة مفتوحا . ان تيار المجمع الذي يمر في هذه الدائرة هو تيار التسرب مجمع – قاعدة I_{CBO} – يزداد هذا التيار بزيادة الفولتية V_{CB} – انظر الشكل (٢ ب) – حتى تصل هذه الاخيرة الى قيمة معينة تدعى بفولتية الانهيار الحرجة critical breakdown voltage (V_{CBO}) . وعندها تكون الزيادة في I_{CBO} حادة نتيجة لحدوث ظاهرة الانهيار – التضاعفي .

من جهة أخرى . اذا ماسلطت الفولتية بين المجمع والباعث – انظر الشكل (٣ أ) – وتركت دائرة القاعدة مفتوحة فان التيار المار سيكون تيار التسرب للمجمع – باعث I_{CEO} . مرة أخرى عند زيادة V_{CE} فان I_{CEO} يزداد – انظر الشكل (٣ ب) – وان الإنهيار يحدث عندما تصل V_{CE} الى الفولتية الحرجة V_{CEO} . ان السبب في

حدوث هذا الانهيار يعود الى حدوث اتصال بين منطقتي المجمع والباعث – ظاهرة التصاق القاعدة – ونشوء ممر يتصف بان مقاومته واطئة . يربط الباعث بالمجمع .



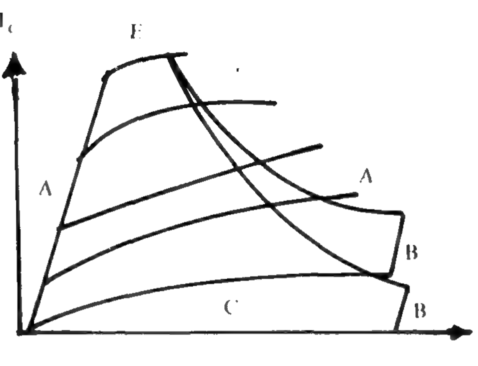
الشكل (٢) تيار التسرب I_{CBO} في دائرة المجمع (القاعدة وعلاقته مع الفولتية V_{CB}



الشكل (٣) تيار التسرب (I_{CEO}) في دائرة المجمع - الباعث وعلاقته مع الفولتية V_{CE}

• مما تقدم يصبح بالامكان تحديد منطقة عمل الترانزستور – المسموح بها – وذلك باستخدام منحنيات الخواص بعد معرفة قيمة كل من الفولتية والتيار التي يحدث معهما

الانهيار – انظر الشكل (٤) . توضح المنحنيات المرسومة هذه . انه عند القيم الكبيرة للتيار I_C يبدأ الانهيار الكهربائي * عند قيم اقل لـ V_{CE} .



الشكل (٤) منطقة عمل الترانزستور المسموح بها

يلاحظ في الشكل (٤) انه تم رسم الخطوط A وB وC وD ، E بحيث يمثل الخط الاول B اقصى قدرة يسمح للجهاز بتبديدها والعمل عند قيم فوق تلك المحددة بهذا الخط يعني تلف الترانزستور . اما الخط E فيعكس حقيقة أن تسليط فولتية V_{CE} اكبر من حد معين سوف يؤدي الى احداث زيادة كبيرة وحادة في تيار المجمع .

الخط C يحدد المنطقة التي يكون فيها I_C ساويا للصفر : أي منطقة القطع بينما يمثل الخط D حدود منطقة الاشباع حيث ان اي زيادة في تيار القاعدة لن تؤدي الى زيادة مماثلة في تيار المجمع وأخيرا الخط E الذي يمثل الحدود العليا التي يعمل فيها الترانزستور بشكل مقنع في المنطقة الفعالة .

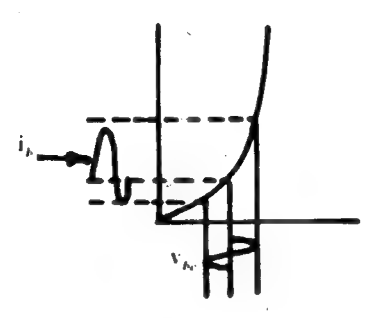
ب – التكبير والتشويه amplification and distortion

عندما يكون شكل موجة الاخراج لأي مكبر صورةغير صادقة من شكل موجة الادخال فنحن عندئذ نتكلم عن تشويه شكل الموجة woreform distortion : على اية حال هناك انواع من التشويه الذي يحدث للموجات عند تكبيرها الا اننا سنقتصر

* لاتعد منطقة الانهيار منطقة تشغيل عادية للترانزستور .

هنا على ثلاثة انواع فقط على ان نتعرض للانواع الاخرى من التشويه في الاماكن المناسبة وعند الضرورة . هذه الانواع الثلاثة هي :-

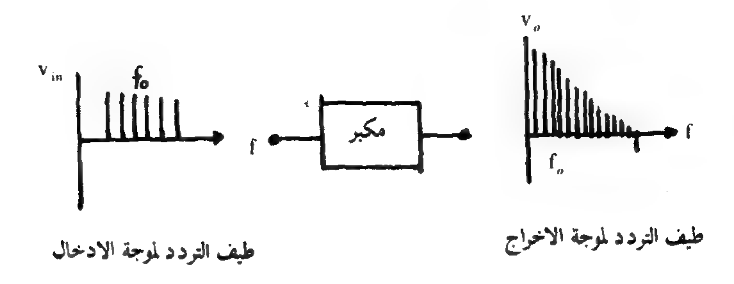
التشويـــه اللاخطـــي non linear distortion او تشويـــه الاتســـاع amplitude dictortion :- من المعروف ان العلاقة بين I_B و V_{BE} للترانزستور تكافىء المنحى (I – V) الثنائي البلوري وهي لذلك ليست خطيةوبالتالي فان تسليط اشارة ادخال جيبية V_{be} لن يؤدي الى احداث تيارقاعدة جيبي – انظرالشكل (٥) – بسبب من عدم الخطية هذه . في العلاقة بين I_B و V_{BE} . كذلك هو الحال بالنسبة لتيار الاخراج ومن ثم فان فولتية الاخراج لاتكون صورة صادقة من فولتية الادخال وانما تمتلك تشويها يدعى بالتشويه اللاخطي اوتشويه الاتساع الناتج من عدم التناظر بين نصفي الموجة الخارجة .



الشكل (٥) التشويه اللاخطي .

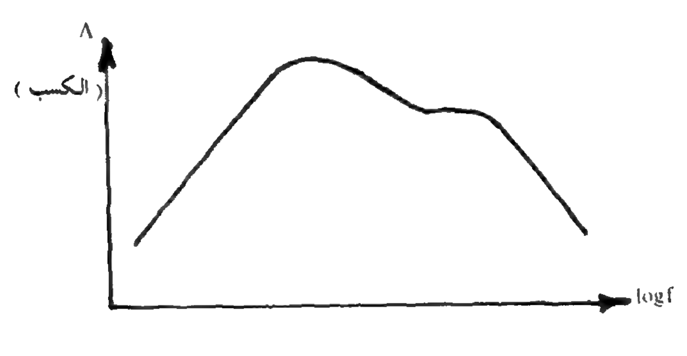
من جهة ثانية يبصرنا حقل التردد frequency domian – الشكل (٦) بما يحدث في داخل تشويه الاتساع حيث نلاحظ في هذا الشكل ان طيف التردد لموجـة الادخال يتكون من خط منفرد f_0 الذي يمثل التردد الاساس للموجة الجيبية بينما يحتوي طيف التردد لموجة الاخراج على التردد الاساس ومضاعفاته وكذلك على المركبة المستمرة وتدل شدة (اتساع) المضاعفات الاعلى على مدى التشويه .

2 تشويه التردد frequency distortion :- وجدنا – سابقا – ان الاستجابة الترددية اوعرض الحزمة الترددية لأي مكبر يعتمد على نوعية الدائرة الخارجية مع هذا المكبر وعليه فان كل مركبات الموجة الداخلة التي تقع تردداتها ضمن مدى التـــــردد



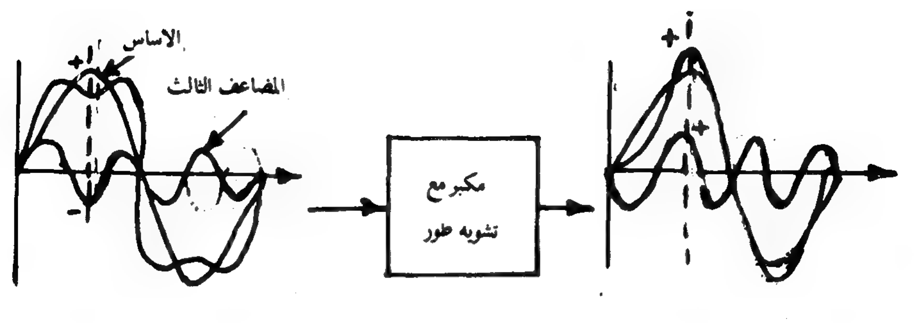
الشكل (٦) تشويه الاتساع في حقل التردد .

$\Delta f = f_2 - f_1$ انظر الشكل . من الفصل – سيتم تكبيرها بشكل متساوٍ .
اما تلك المركبات التي تكون تردداتها اقل من f_1 او اكبر من f_2 فان تكبيرها سيكون اقل من سابقاتها وبذلك يحدث مايسمى بتشويه التردد frequency distortion
– انظر الشكل (7) .



الشكل (٧) الكسب كدالة للتردد .

٣ ـ تشويه الطور phase distortion او تشويه التأخير deley distortion :–
يبين الشكل (٨) اشارة داخلة ويلاحظ فيها ان ذروة المضاعف الثالث بنفس الطور مع ذروة الاساس . فاذا كان هناك تشويه طور . فان المضاعف الثالث يغير طوره نسبة الى الاساس .



الشكل (٨) تشويه الطور .

جـ- المحولات ونقل القدرة :-

معروف لدينا ان الفولتية الخارجة v_2 - في المحولة - ترتبط مع الفولتية الداخلة v_1 بالعلاقة :

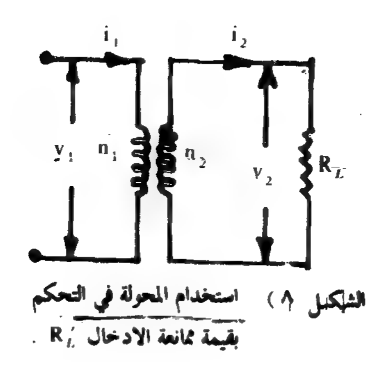
$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{n_2}{n_1} \qquad \ldots (1)$$

كذلك هو معروف أن

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} \qquad \ldots (2)$$

حيث يمثل n_1 عدد لفات الملف الابتدائي للمحولة بينما يمثل n_2 عدد لفات الملف الثانوي لها . من هاتين المعادلتين يتضح لنا استطاعة التحكم بمقدار الفولتية الخارجة ومن ثم التيار الخارج من خلال التحكم بالنسبة $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)$ وبالتالي التحكم بمقدار القدرة الضائعة (i^2R) حيث تمثل R مقاومة الاسلاك - مثلا - المراد نقل القدرة عبرها .
من جهة أخرى تشير المعادلتان (1) و (2) الى أن

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{i_2}{i_1} \qquad \ldots (3)$$



الشكل (٩) استخدام المحولة في التحكم
بقيمة ممانعة الادخال R_L' .

الآن اذا ماربطت المقاومة R_L الى الملف الثانوي – انظر الشكل (٩) – فان الممانعة الابتدائية primary impedance التي يملكها الملف الابتدائي ستكون مساوية لـ

$$R_L' = \frac{v_1}{i_1} = \frac{(n_1/n_2)v_2}{(n_2/n_1)i_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L \qquad \dots (4)$$

على اساس من المعادلة (4) فان المحولات تستخدم في نقل أقصى قدرة الى أجهزة الحمل المربوطة اليها ، من مخارج مكبرات القدرة وذلك لسهولة التحكم بقيمة R_L' ومن ثم امكانية الحصول على التوافق في الممانعات impedance matching بين R_L هذه وممانعة الاخراج لدائرة مكبر القدرة من جهة وبين R_L وممانعة الملف الثانوي للمحولة من جهة أخرى .

مثال (١) :–

مكبر قدرة بمرحلتين ، يستعمل اقران نوع محولة . فاذا كانت ممانعة الاخراج للترانزستور هي 10 KΩ وممانعة الادخال لمكبر المرحلة الثانية هو 2.5 KΩ . احسب حثية كل من الملف الابتدائي والملف الثانوي عند التردد 200 HZ لنقل أقصى قدرة .

الحل :–

يتم نقل اقصى قدرة في الحالتين :

أ– الممانعة الابتدائية للمحولة = ممانعة الاخراج للترانزستور

أي ان

$$10\ K\Omega = 2\pi fL_p$$

او ان

$$L_p = 8\ H.$$

ب – ممانعة الملف الثانوي = ممانعة الادخال لمكبر المرحلة الثانية

او أن

$$2{\cdot}5\ K\Omega = 2\pi f L_s$$

أي ان

$$L_s = 2H$$

من ناحية أخرى هناك ميزة ثانية في اقران المحولة وهي ان الهبوط في الفولتية على الملف الابتدائي يكون صغيراً بسبب من صغر ممانعة هذا الملف بالنسبة للتيار المستمر وبالتالي فان V_{CE} تكون مساوية لـ V_{CC} بدلا من $V_{CC} - I_C R_L$ ومن ثم فان القدرة المستمرة اللازمة تكون أقل مما هي في حالة ربط المقاومة R_L .

هذان السببان . الاول منهما على الاخص – يجعل من استخدام المحولات مرغوبا في مكبرات القدرة وخصوصا عند الترددات الراديوية حيث ان حجم هذه المحولات RF تكون صغيرة بسبب عملها مع هذه الترددات العالية .

د– القدرة والكفاءة :–

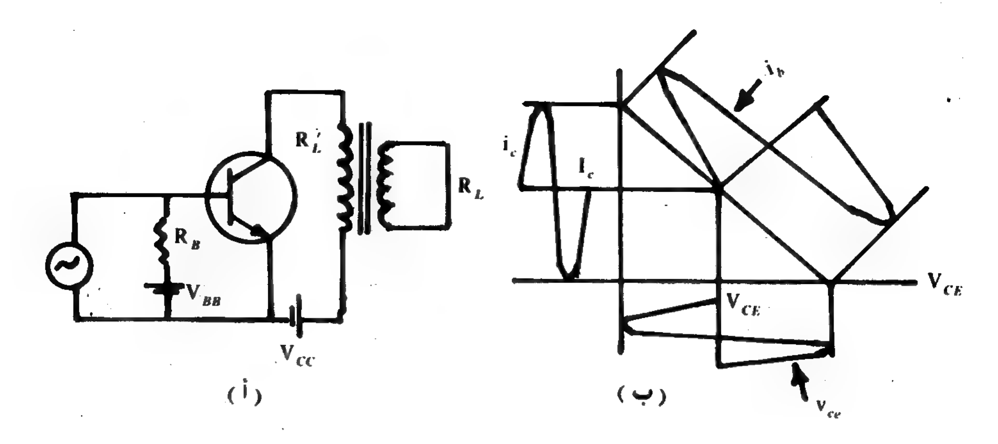
يعمل مكبر القدرة على تحويل جزء من القدرة المستمرة المجهزة اليه بوساطة المصدر الخارجي الى قدرة اشارة متناوبة اما الجزء المتبقي فيكون على هيئة قدرة ضائعة . أوبعبارة أخرى أن :

القدرة الداخلة المستمرة = القدرة الخارجة المتناوبة + القدرة الضائعة

سنقوم هنا بحساب كل من القدرة الداخلة المستمرة والقدرة الخارجة المتناوبة وكذلك القدرة الضائعة بالاستعانة بمكبر القدرة المبين في الشكل (٩ أ) وعلى فرض أن خط الحمل التابع له وكذلك الفولتية الداخلة اليه والخارجة منه هي كما في الشكل (٩ ب) .

في هذه الحالة تكون القيمة الفعالة لتيار الاخراج ($i_{r\cdot m\cdot s}$) مساوية لـ

$$i_c = \frac{1}{2\sqrt{2}}(i_{max} - i_{min}) \qquad \dots (5)$$



الشكل (٩) مكبر قدرة بمرحلة واحدة

وان قدرة الاشارة الخارجة تكون مساوية لـ

$$P_o = i_c^2 R_L' = v_{ce} i_c = \frac{v_{ce}^2}{R_L'} \qquad \dots (6)$$

حيث يمثل v_{ce} القيمة الفعالة $v_{R \cdot M \cdot S}$ للفولتية المتولدة عبر R_L' . من جهة أخرى يكون مقدار القدرة المجهزة من قبل المصدر ، الى دائرة المجمع مساوية لـ

$$P_{d \cdot c} = V_{CE} I_C \qquad \dots (7)$$

وعليه فان كفاءة المجمع (η) التي هي النسبة بين القدرة المتناوبة الخارجة والقدرة المستمرة الداخلة ، تكون مساوية لـ :

$$\text{Efficiency} = \eta = \frac{P_o}{P_{d \cdot c}} = \frac{v_{ce}\, i_c}{V_{CE} I_C} \qquad \dots (6)$$

وبالتالي فان كفاءة المكبر في الشكل (٩ أ) تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{(V_{CE} / \sqrt{2})(I_c / \sqrt{2})}{V_{CE} I_{CE}} \times 100 = \frac{100}{2} = 50\% \qquad \dots (7)$$

هذه القيمة 50% تمثل القيمة النظرية (المثالية) للكفاءة اما من الناحية العملية فان الكفاءة تكون اقل من 50% .

اما بالنسبة للقدرة الضائعة (P_d) فيمكن استخراجها من معرفة ان القدرة الضائعة للاشارة المتناوبة تمثل حاصل ضرب معدل القيمة لكل من التيار والفولتية لهذه الاشارة . أي أن

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ce}\, i_c\, (d\omega t) \qquad \ldots (8)$$

أو

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_{CE} - \sqrt{2}\, V_c \sin \omega t)(I_c - \sqrt{2}\, I_c \sin \omega t)$$

$$d(\omega t) \qquad \ldots (9)$$

أي

$$P_d = V_{CE}\, I_C - v_{ce}\, i_c \qquad \ldots (10)$$

واضح من المعادلة (10) ان القدرة الضائعة او المبددة تساوي الفرق بين القدرة المجهزة المستمرة والقدرة الخارجة المتناوبة ومما يجدر ملاحظته ان القدرة الضائعة تكون اكبر مايمكن في حالة عدم وجود الاشارة الداخلة .

3 – 13 اصناف مكبرات القدرة (شروط العمل)

Classes of Power Amplifiers (operating conditions) :-

رأينا في السابق أنه ينبغي للحصول على تكبير أصيل faithfull amplification ، أن تقع نقطة العمل Q (عن طريق تجهيز الانحياز المناسب) في وسط خط الحمل وان حجم الاشارة الداخلة يجب ان يكون بالقدر الذي يجعل من منطقة تحرك نقطة العمل Q على خط الحمل ، هي المنطقة الفعالة دون المنطقتين الاخيرتين (القطع والاشباع) . في هذه الحالة يكون زمن مرور التيار في دائرة القاعدة وكذلك المجمع ، هو زمن مرور الاشارة الداخلة .

من جهة أخرى ، اذا ما أختيرت نقطة العمل – Q بحيث تقع تحت نقطة منتصف الحمل وكان حجم الموجة الداخلة بالقدر الذي يسمح بوصول النقطة Q الى منطقة القطع

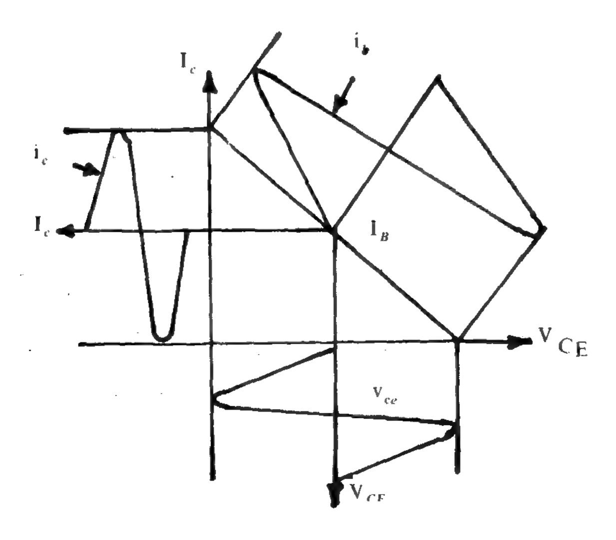
فان زمن مرور التيار سيكون في هذه الحالة ، أقل من زمن تسليط الاشارة الداخلة .

مما تقدم ومن خلال أختيار نقطة العمل – Q للترانزستور (شروط تغذية الانحياز) وكذلك حجم الاشارة المسلطة على دائرة الادخال للمكبر يصبح بالامكان تحديد زمن مرور التيار في دائرة الاخراج للترانزستور ومن ثم تحديد نوعية المكبر تبعا لذلك . هذا وقد اصطلح على ان الاسماء : مكبر من صنف A ومكبر من صنف B ومكبر من صنف C تستخدم لتشير الى موقع نقطة عمل المكبر على خط الحمل وكذلك الى زمن مرور التيار في دائرة الاخراج وسنقوم هنا بالتطرق لكل منهما على انفراد :–

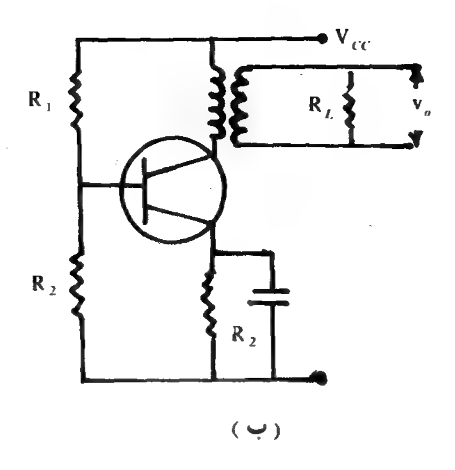
أ– مكبر قدرة صنف A amplifier A :– يوضح الشكل (١٠ ب) طبيعة عمل المكبر من نوع A المبين في الشكل (١٠ أ) ويمكن ان نلاحظ عليه مايأتي :–

١– ان نقطة عمل الترانزستور – Q تقع في منتصف خط الحمل .

ب – أن تيار المجمع نسخة مكبرة من تيار القاعدة . ذلك هو ان التيار في دائرة الاخراج للمكبر – الشكل (١ أ) يسري خلال 360° . اي خلال الزمن الكلي لتيار القاعدة .



(أ)
الشكل (١٠)



(ب)

الشكل (١٠) مكبر قدرة صنف A

مما تقدم يتبين لنا ان مكبر صنف A يمتاز بما يأتي :

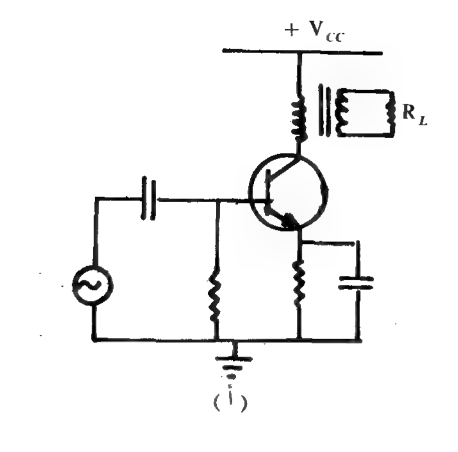
أ- خلو الاشارة الخارجة من التشويه حيث ان شكل اشارة الاخراج يكون مشابها لشكل اشارة الادخال عدا عن كونها مكبرة .

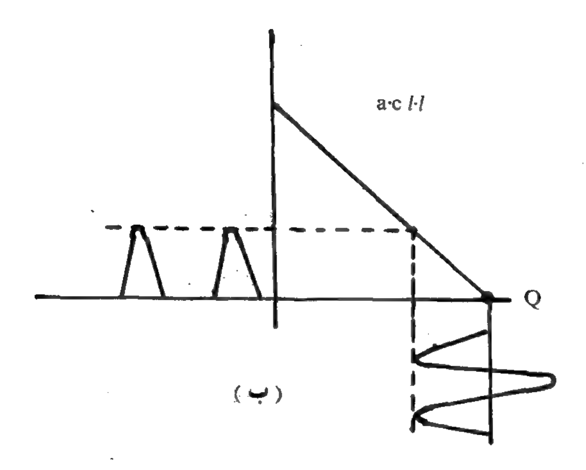
ب- يكون تكبيرة للقدرة عالياً جداً حيث ان التكبير في القدرة يمثل النسبة بين قدرة الاخراج الى قدرة الادخال (التي هي صغيرة جداً) .
من جهة أخرى فان مكبر صنف A يمتلك عدداً من المساوىء ومنها

أ- كفاءة مجمع واطئة حوالي 35% .

ب - بسبب قلة الكفاءة فان القدرة الناتجة تكون قليلة ايضا هي الاخرى . هذا ويستعمل مكبر صنف A اينما كانت الحاجة الى اشارة اخراج مكبرة ومن غير تشويه كما هو الحال في مكبرات الفولتية ومكبرات القدرة المسموعة .

ب- مكبر قدرة صنف B amplifier B :- في هذا الصنف من المكبرات - الشكل (١١ أ) - تقع نقطة العمل - Q في نهاية خط الحمل انظر الشكل (١١ ب) وبهذا فان تيار المجمع لايسري في هذه الحالة الا خلال النصف الموجب من الاشارة





الشكل (١١) مكبر قدرة من صنف - B .

الداخلة اي خلال °180 فقط . للحصول على ذلك ، يوضع جهد انحياز القاعدة مساويا للصفر وبذلك فان وصلة القاعدة - باعث (في دائرة مكبر الباعث - المشترك مثلا) تكون منحازة عكسيا خلال النصف السالب من الموجة وعندئذ يتوقف تيار القاعدة عن السريان ولايسري الا في حالة كون وصلة القاعدة - باعث منحازة اماميا اي خلال النصف الموجب - انظر الشكل (١١ ب) .

يمتاز مكبر صنف B بما يأتي

1 - كفاءة عمل عالية نوعاما (50 ٪) ذلك آن التيار لايسري الا في حالة تسليط الموجة وبذلك فان معظم تيار المجمع يمثل القدرة الخارجة .

2 - بسبب من جودة الكفاءة فان القدرة الخارجة تكون هي الاخرى جيدة . أما عن جملة المساوىء التي ترافق عمل مكبر من صنف B فهي :-

1 - وجود تشويه (قطع) في الموجة الخارجة حيث ان النصف السالب من الموجة الخارجة لايظهر في الموجة الخارجة .

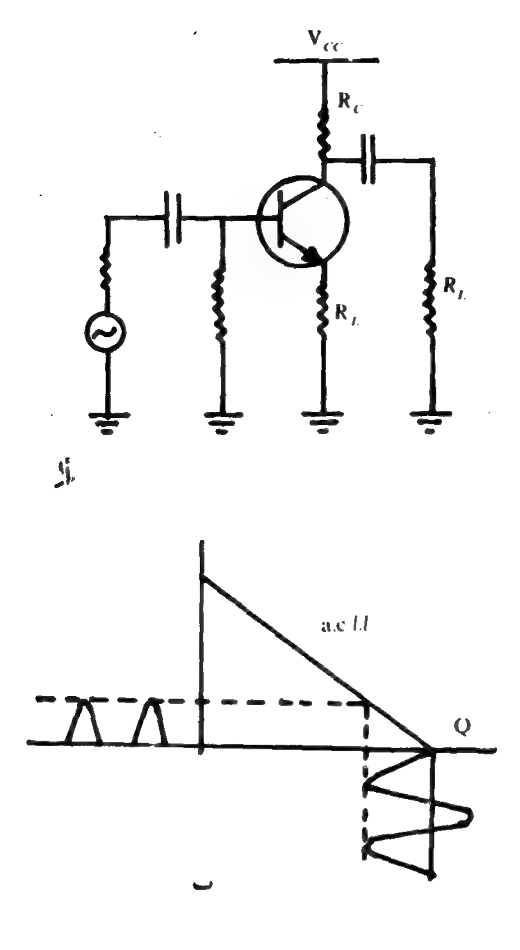
2 - يكون التكبير في القدرة أقل مما هو عليه في مكبر صنف A

لعل اكثر استخدام مكبر صنف B . يكون بهيئة دائرة مكبر السحب والدفع - سنرى ذلك لاحقا - الذي يمتاز بكفاءته العالية وبالتالي فان استعماله يكون بكثرة وفي كثير من التطبيقات العملية التي تحتاج الى تكبير في القدرة .

جـ - مكبر قدرة صنف C amplifier C :- عندما يكون التكبير في القدرة مطلوبا عند تردد معين اوفي مدى ضيق من الترددات فان استخدام مكبر قدرة صنف C - الشكل (١٢ أ) - يكون مثاليا . لذا فأن استخدام هذا النوع من المكبرات يكون محدوداً وهو يستخدم في دوائر المذبذبات والمراحل الاخيرة من أجهزة الارسال الراديوية حيث ان العنصر المهم في هذا النوع من الاجهزة هو الكفاءة العالية من غير الاهتمام بشكل الموجة الناتجة .

يتم في هذا الصنف من المكبرات تحيز القاعدة بفولتية انحياز تكون اكبر بـ 1.5 الى 2 مرة من فولتية القطع وعليه فان تيار المجمع سوف لايسري الا خلال أقل من 180° انظر الشكل (١٢ ب) وبالتالي فان التشويه في شكل الموجة الخارجة يكون كبيراً على الرغم من الكفاءة العالية التي يتمتع بها هذا الصنف من المكبرات وبالتالي فان هذا الصنف لايستخدم لتكبير القدرة .

على الرغم من كل ماذكر عن التشويه الحاصل في الموجة الخارجة من مكبر صنف C الا ان بامكان هذا المكبر تكبير الموجة الجيبية بشرط ان يولف tuned هذا المكبر على التردد

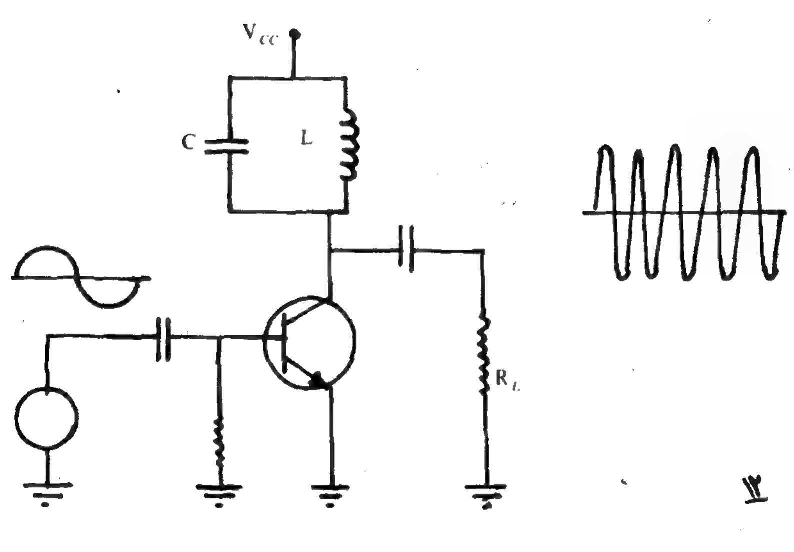


الشكل (١٢) مكبر قدرة من صنف ج

الاساس او مضاعفاته . لهذه الموجة . يوضح الشكل (١٢ ب) تيار المجمع الناتج وهو يظهر على هيئة نبضات ضيقة . عندما تسوق نبضات تيار ضيقة دائرة رنين . فان فولتية ذات موجة جيبية كاملة تقريبا سوف تظهر . على أية حال . للحصول على موجة جيبية بالتردد الاساس علينا ان نوفر الشروط الاتية :-

يجب ان يساوى التردد الرنيني التردد الاساس لسلسلة النبضات

2- يجب ان يكون لدائرة الرنين عامل جودة (Q) اكبر من 10 للحصول على فولتية خارجة ذات موجة جيبية كاملة تقريبا . فمثلا لوكان لشكل الموجة النبضية في الشكل (١٢ ب) زمـن ذبذبـة مقداره ($10\,\mu S$) فـان التـردد الاساس سيكـون مساويا لـ (100 K Hz) وبتوليف الخزان LC في الدائرة - الشكل (١٣) - على (100 KHz) نستطيع ان نحصل على فولتية عبر خزان الرنين ذات موجة جيبية كاملة تقريبا عندما تكون $Q = \frac{X_L}{R_{series}}$ اكبر من 10 .



الشكل (١٣) دائرة مكبر مولفة عند التردد $\frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}}$

مثـال (1) :-

احسب أقصى كفاءة لكل من الاصناف الثلاثة للمكبرات .

الحـل : -

أ- مكبر من الصنف A :- للحصول على أقصى كفاءة ممكنة لهذا المكبر يفترض ان تكون قيمة الذروة لتيار المجمع مساوية لتيار المجمع المستمر (تيار الاشارة صفر) . وبدلالة خط الحمل الـ a.c هذا التيار الاخير مساويا لـ I_{CQ} . لذا فان التيار الكلي المار في دائرة المجمع يكون مساويا لـ $2I_{CQ}$ في لحظة وصول الاشارة الى الذروة الموجبة ويكون مساويا للصفر عند الوصول الى ذروة النصف السالب من الاشارة . عليه فان الحصول على

اقصى كفاءة مجمع يتم عن طريق اختيار مقاومة حمل للمجمع بحيث ان V_{CE} = صفرا عندما يكون تيار المجمع مساويا لـ $2I_{CQ}$.

وعلى وفق ماجاء اعلاه ومن استخدام المعادلة (5) نجد أن

$$i_c = \frac{1}{2\sqrt{2}} (2I_{CQ} - o)$$

او أن

$$i_c = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \tag{11}$$

كذلك هو الحال بالنسبة لـ v_{ce} اي أن

$$v_{ce} = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \tag{12}$$

وحيث ان القدرة الداخلة تكون مساوية لـ

$$P_{dc} = I_{CQ} \quad V_{CQ}; \tag{13}$$

لذا فان اقصى كفاءة مجمع تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_{o(max)}}{P_{dc}} \times 100 = \frac{1}{2} \frac{I_{CQ} V_{CEQ}}{I_{CQ} V_{CEQ}} \tag{14}$$

أي أن

$$\eta = \frac{1}{2} = 50 \tag{15}$$

ب- مكبر من صنف B :- بسبب من وقوع نقطة التشغيل - في هذا النوع مـن المكبرات - عند نهاية خط الحمل لذا فان التيار مستمر لن يسري في دائرة المكبر الا عند تسليط الاشارة وخلال النصف الموجب فقط . لذا فان التيار المستمر الداخل الى هذا المكبر يكون مساويا لـ

$$I_{d\cdot c} = \frac{I_m}{\pi} \qquad \cdots(16)$$

وبهذا فان القدرة الداخلة الى هذا المكبر ستكون مساوية لـ

$$P_{d\cdot c} = I_{d\cdot c} V_{cc} = \frac{I_m V_{cc}}{\pi} \qquad \cdots(17)$$

لدينا ان القدرة الخارجة (نصف موجة) تكون مساوية لـ

$$P_o = \frac{V_{r\cdot m\cdot s} I_{r\cdot m\cdot s}}{2} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_m}{\sqrt{2}} \right| \qquad \cdots(18)$$

وبالتالي فان الكفاءة القصوى ستكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_o}{P_{d\cdot c}} = \left(\frac{V_{cc} I_m}{4} \right) \left(\frac{I_m V_{cc}}{\pi} \right) \qquad \ldots(19)$$

أو أن

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 0\cdot785 \qquad \ldots(20)$$

والتي تكافىء (78·5).

جـ- مكبر من صنف C :- ذكرنا فيما سبق ان عمل المكبر يكمن في قدرته على تحويل جزء من القدرة المستمرة الداخلة الى قدرة أخراج متناوبة . وعليه فان القدرة الداخلة لأي مكبر ستكون مساوية للقدرة الخارجة زائدا القدرة المبددة disspation power (P_d) . أي ان

$$P_{d\cdot c} = P_o + P_d \qquad \ldots(21)$$

وبهذا فان الكفاءة لأي مكبر تكون مساوية لـ

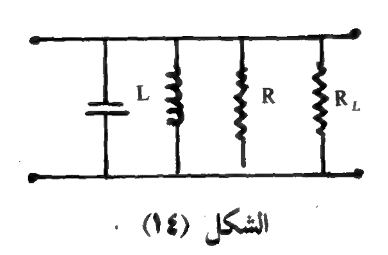
$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_d} \qquad \ldots(22)$$

في مكبر من صنف C لدينا ان

$$P_o = \frac{(V_{cc}/\sqrt{2})^2}{r_c} \qquad \ldots (23)$$

حيث تمثل r_c المقاومة المكافئة لكل من مقاومة الملف R على التوازي مع مقاومة الحمل – انظر الشكل (١٤) – .

كذلك لدينا ان النسبة بين احسن حالة تبديد الى أقصى قدرة اخراج تكون مساوية لـ :



الشكل (١٤) .

$$\frac{P_d}{P_o} = \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}} \qquad \ldots (24)$$

وبهذا فان

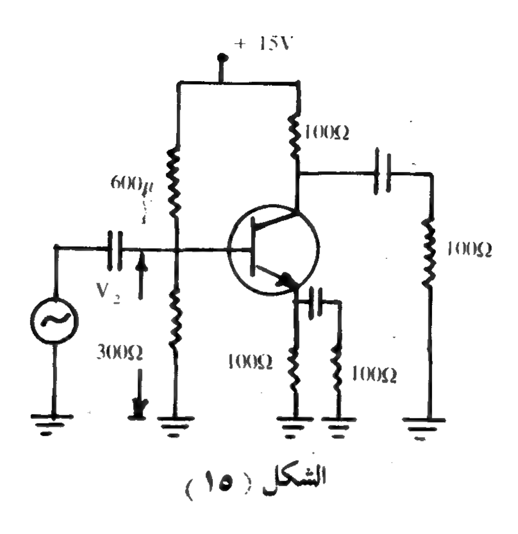
$$\eta = \frac{V_{CC}}{V_{CC} + V_{CE(sat)}} \qquad \ldots (25)$$

وبما ان V_{CC} اكبر من $V_{CE(sat)}$ عادة فان الكفاءة لمكبر من صنف C ، تقترب من مئـة بالمئة . فمثلا اذا كان $V_{CC} = 30\ V$ و $V_{CE(sat)} = 1V$ فان

$$\eta = \frac{30}{30 + 1} = 0{\cdot}968 \qquad \ldots (26)$$

وهي تكافيء $96{\cdot}8\%$.

مما جاء اعلاه يتضح لنا ان الصنف A يمتلك كفاءة قصوى مقدارها (50%) عند استعمال المحول واقل من ذلك بكثير من دون المحول . اما الصنف (B) فان كفاءته القصوى تقترب من $78{\cdot}5\%$ بينما تصل كفاءة الصنف C ، قريبا من (100%) الا انه يجب ان نتذكر بان الصنف C ملائم لتطبيقات الرنين عند الترددات الراديوية فقط وهذا هو السبب في هيمنة الصنف A والصنف B في التطبيقات السمعية .



الشكل (١٥)

مثـال (٢) :-

احسب كفاءة الدائرة – الشكل (١٥) – لوتراوحت الاشارة على طول خط الحمل .

الحـل :-

لدينا في هذه الدائرة أن

$$V_2 = \frac{15 \times 300}{300 + 600} = 5V$$

لذا فان

$$I_{CEQ} = I_E \approx \frac{5}{100} = 50 \text{ mA}$$

كذلك لدينا ان

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 5 - 50 \text{ mA} (100 + 100) \\ &= 5V \end{aligned}$$

وبهذا فان اعظم قدرة أخراج تكون مساوية لـ

$$P_o = \frac{I_{CQ} V_{CQ}}{2} = \frac{5 \times 0{\cdot}05}{2} = 125 \text{ mA}$$

لذا فان الكفاءة تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{0.125}{15 \times 0.05} = 0.167$$

او 16.7

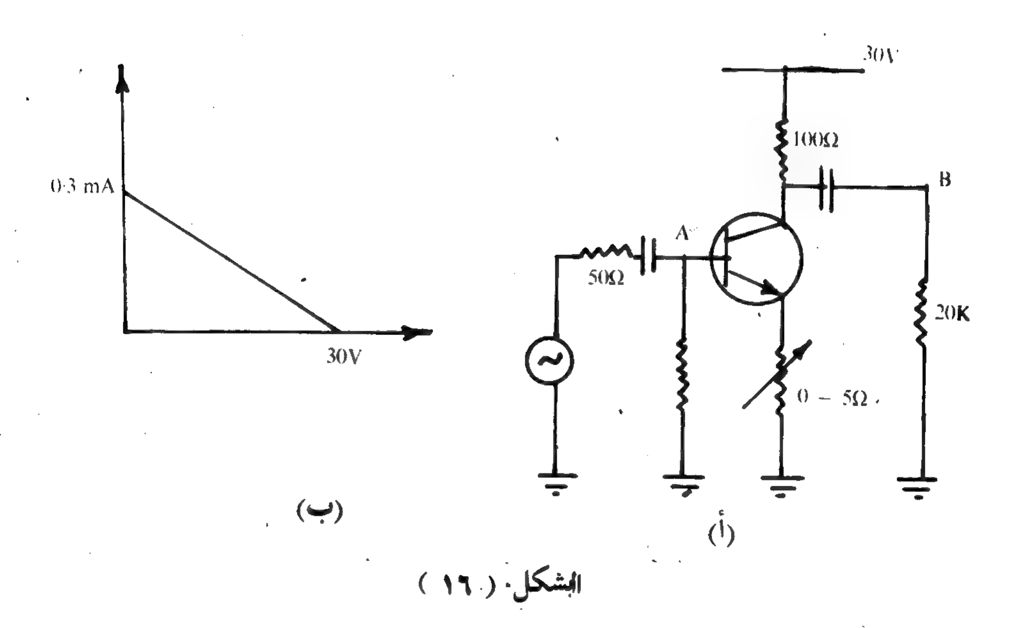
مثــال (3) :–

في الدائرة – الشكل (١٦) – مكبر غير مولف صنف C .

(أ) ارسم خط الحمل المستمر .

(ب) ارسم شكل الموجة عند النقطتين A و B .

(جـ) على فرض ان الفولتيـة الداخلـة عنـد النقطة A اكبـر من فولتيـة انكسار الباعث BV_{EBO} . بين طريقة لمعالجة المشكلة .



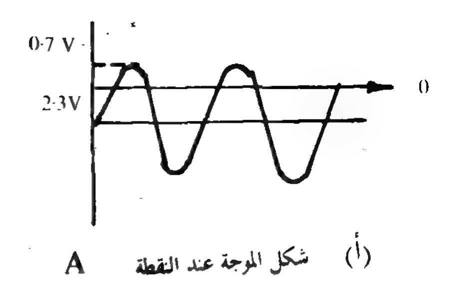
الشكل (١٦)

الحــل :–

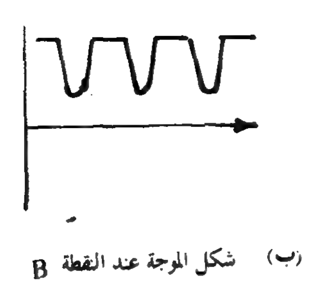
أ)

$$I_{c(max)} = \frac{V_{cc}}{r_c + r_E} = \frac{30}{100} = 0.3 \text{ mA}$$

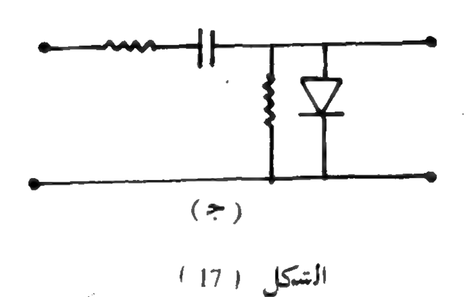
(ب) $V_{CE(max)} = 30$



(أ) شكل الموجة عند النقطة A



(ب) شكل الموجة عند النقطة B



(جـ)

الشكل (17)

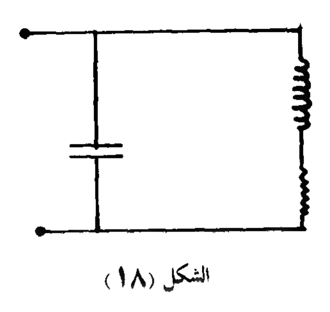
جـ) يكون مدى التحمل $V_{BE(max)}$ نموذجيا أقل من (5V) لترانزستورات القدرة RF وغالبا مايكون لدينا اشارة ادخال لها ذروة الى ذروة اكبر من (5V) في مثل هذه الحالة أضف ثنائيا على التوالي مع القاعدة او على التوالي مع الباعث . في نصف الموجة الموجب يوصل كلا الثنائين وتنشحن المتسعة كالسابق . في نصف الموجة السالب يحافظ الثنائي بفولتية انكساره الكبيرة على ثنائي الباعث من الانكسار (تمتلك معظم ثنائيات التقويم فولتيات انكسار اكبر من 50 V) .

مثـال (4) :-

اشتق المعادلة الخاصة بالممانعة لدائرة رنين التوازي في الشكل (١٨) . عند التردد الرنيني .

الحـل :-

تكون ممانعة هذه الشبكة مساويا لـ ٠

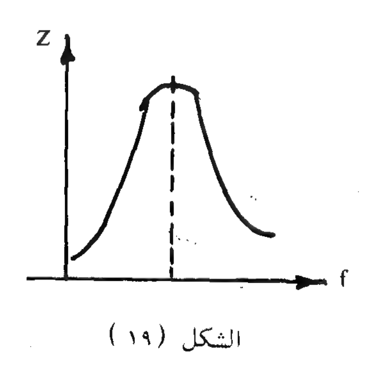


الشكل (١٨)

$$Z = \frac{(-j/\omega C)(r + j\omega L)}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad \dots (27)$$

واضح من المعادلة (٢٧) ان ممانعة الدائرة تتغير مع التردد وان قيمتها تكون أقل مايمكن عندما تكون $\omega = 0$ ثم تزداد مع زيادة ω حتى تصل الى أقصى قيمة بعدها تبـــدأ بالنقصان مع زيادة ω – انظر الشكل (١٩) – واذا ماأهملنا قيمة (r) على اعتبار انها صغيرة ، فأننا سنجد ان الممانعة تصبح مالانهاية عندما تكون $\left(\omega L = \frac{1}{\omega c}\right)$.
يسمـــى التـــردد الذي تصبـــح معـــه ωL مساويـــة لـ $\frac{1}{\omega c}$ بالتـــردد الرنينـــي resonance frequency

من الناحية العملية تكون قيمة (r) صغيرة ولـكنها لاتساوي صفراً وعليه فان ممانعة الدائرة عند التردد الرنيني ، لاتساوي مالانهاية وانما تكون مساوية لـ



الشكل (١٩)

$$Z_o = \frac{L}{CR} - \frac{j}{\omega_{oc}} \quad \dots (28)$$

او ان

$$Z_o = \frac{L}{CR} \quad \dots (29)$$

على اعتبار أن $\frac{j}{\omega_o q}$ صغيرة ويمكن أهمالها .

مثـال (5) :-

اشتق العلاقة بين عامل الجودة (Q) و

أ- التردد الرنيني Z_o .

ب- وكذلك مع عرض حزمة التردد $\Delta\omega$ للمكبر .

الحـل :-

يعرف عامل النوعية Q بأنه « النسبة بين الممانعة الحثية للملف عند تردد الرنين الى مقاومته » أي ان

$$Q = \frac{XL}{r} = \frac{\omega_o L}{r} \quad \dots (30)$$

ويعرف ايضا بأنه مقياس لمقدار الطاقة المخزونة في الملف خلال ذبذبة واحدة الى الطاقة المبددة في الملف خلال نفس الزمن .

الآن عند اعادة ترتيب المعادلة (27) بالصيغة

$$Z = \frac{\frac{L}{C}\left(1 - \frac{jr}{\omega L}\right)}{r\left(1 + \frac{j\omega L}{r}\right)\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)} \quad \dots (31)$$

وعند التعويض عن $\frac{L}{r}$ بـ $\frac{Q}{\omega_o}$ نحصل على

$$z = \frac{Q^2 r\left(1 - j\frac{1}{Q}\frac{\omega_o}{\omega}\right)}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} \quad \dots (32)$$

عند تردد الرنين لدينا ان $\omega = \omega_o$ وبذلك نحصل على

$$z_o = Q^2 \left(1 - j \frac{1}{Q} \right) \qquad \dots (33)$$

واذا ما كانت Q كبيرة ($Q > 10$) فان

$$z_o = Q^2 r \qquad \dots (34)$$

وهذا هو جواب الفرع (أ) .

لايجاد العلاقة بين عرض الحزمة Δf وتردد الرنين وعامل النوعية Q ندخل العامل δ بحيث أن

$$\delta = \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o} \qquad \dots (35)$$

أو ان

$$1 + \delta = \frac{\omega}{\omega_o} \qquad \dots (36)$$

وعند قسمة المعادلة (31) على المعادلة (34) والتعويض عن $\frac{\omega}{\omega_o}$ بـ ($1 + \delta$) من المعادلة (36) نحصل على

$$\frac{z}{z_o} = \frac{1}{1 + jQ\delta (2 + \delta / 1 + \delta)} \qquad \dots (37)$$

أو (في حالة كون δ صغيرة) أن

$$\frac{z}{z_o} = \frac{1}{1 + 2j\delta Q} \qquad \dots (38)$$

واضح ان قيمة $\left(\frac{z}{z_o} \right)$ تقل الى 0.7 من قيمتها عندما تكون

$$| 1 + 2j\delta Q | = \sqrt{2} . \qquad \dots (39)$$

أو أن

$$(2\delta Q)^2 = 1 \qquad \dots (40)$$

وبذلك تكون

$$\delta = \pm \frac{1}{2Q} \qquad \dots (41)$$

وحيث ان المعادلة (41) اشتقت على اساس ان z تكون مساوية لـ $0.7\,Z_o$ لذا فان ω في المعادلة (35) تكون مساوية اما لـ ω_1 او ω_2. أي ان

$$\delta = \frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} \qquad \dots (42)$$

أي ان

$$\omega_2 - \omega_1 = 2\delta\omega_0 \qquad \dots (43)$$

او أن

$$B = \Delta\omega = \frac{\omega_o}{Q} \qquad \dots (44)$$

وبهذا فان عرض حزمة التردد تتناسب عكسيا مع عامل الجودة Q.

مثـال (٦) :-

اذا كانت الثوابت الهجينية لترانزستور هي $h_{fe} = 80\,,\, h_{ie} = 1.5\ K\Omega$ وكانت الدائرة المولفة تتكون مـن L بحثيـة $100\ \mu H$ على التـوازي مع متسعـة ذات سعـة $C = 100\ pF$ وكانت $Q = 50$. فاحسب الكسب في الفولتية وكذلك عرض الحزمة الترددية.

الحـل :-

لدينا ان

$$A_v = \frac{-h_{fe} Z}{h_{ie}} \quad \ldots (45)$$

وعند التعويض عن Z بـ Q^2r فان A_v يصبح عند تردد الرنين مساويا لـ

$$A_v = -\frac{h_{fe} Q^2 r}{h_{ie}} = -\frac{h_{fe}\,\omega_o L Q}{h_{ie}} \quad \ldots (45)$$

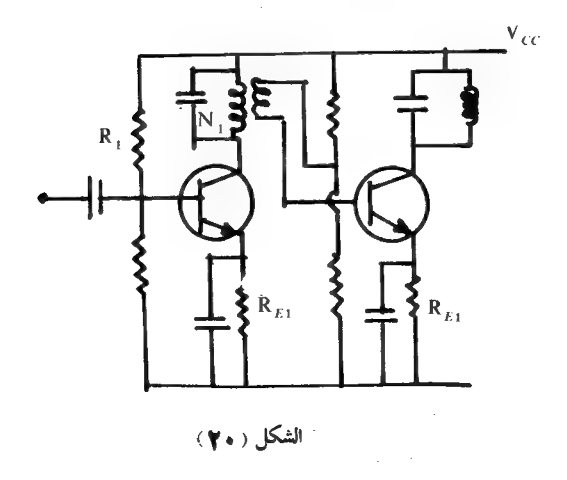
وعند التعويض عن قيم كل من h_{fe} و h_{ie} و Q وحساب ω_0 من $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$ نحصل على

$$A_v = 2500$$

وكذلك على

$$\Delta\omega = \frac{\omega_o}{50} = \frac{1.6 \times 10^6}{50} = 33.9 \text{ KHz}.$$

لابد لنا هنا من ان نشير الى ان ربط المراحل المتعددة من المكبرات المولفة ، لا يتم بشكل مباشر وذلك لتلافي تأثير ممانعة الادخال لترانزستور المرحلة اللاحقة على مقاومة دائرة الرنين مما يعمل على تقليل عامل الجودة بشكل كبير وبالتالي فانه يلجأ الى اقران المراحل المتعددة عن طريق المحولات – انظر الشكل (٢٠) – في هذه الحالة ، اذا كان N_1 اكبر من N_2 فان R_L' سوف تكون كبيرة بحيث لا تؤثر على قيمة الكسب ولا على قيمة Q . ذلك ان



الشكل (٢٠)

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{\omega_o LQ}{R_l'}} \qquad \ldots (46)$$

حيث ان $R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L$. اما عرض الحزمة الترددية فيمكن اثباته بانه يأخذ الصيغة

$$B_n = B \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \qquad \ldots (47)$$

حيث يمثل n عدد مراحل التكبير

مثـــال (7) : –

في الدائرة – الشكل (٢٠) – اذا كانت $\left(\frac{N_1}{N_2} \right) = 10$ وكـــانت $(\omega_o = 3 \times 10^6 \text{ rad / s})$. فاحسب الكسب في الفولتية للمرحلة الاولى اذا علمت ان $h_{ie} = 1 \cdot 5 \text{ K}\Omega , h_{fe} = 80$ وان $Q = 50 , L = 100 \mu H$ ماذا يكون عرض الحزمة لـ 3 مراحل من نفس المكبرات .

الحـــل : –

لدينا هنا ان

$$A_v = - \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \frac{h_{fe} \, \omega_o \, LQ_e}{h_{fe}} \qquad \ldots (48)$$

من المعادلة (46) لدينا ان

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{\omega_o LQ}{R_L'}}$$

وحيث ان

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L = (10)^2 (1 \cdot 5 \text{ K}\Omega) = 150 \text{ K}\Omega$$

لذا فان Q_e بعد التعويض تصبح مساوية لـ

$$Q_e = 45{\cdot}5$$

وان A_r لذلك تكون مساوية لـ

$$A_r = 70$$

لدينا ان

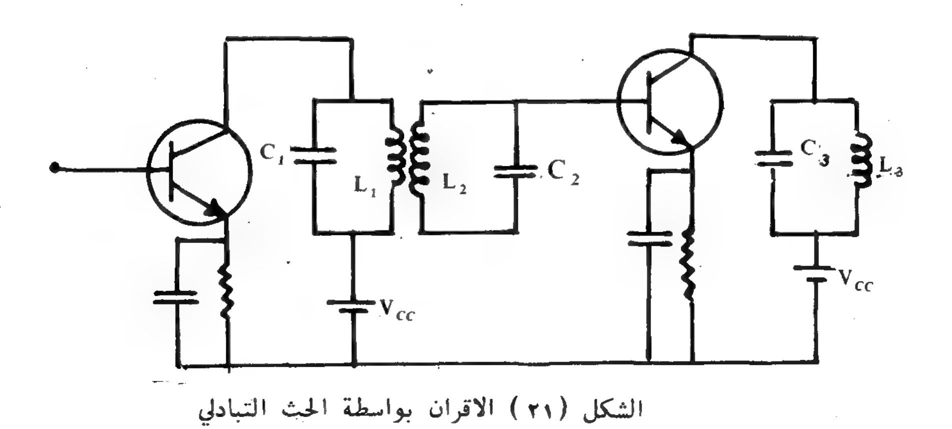
$$B = \frac{\omega_o}{Q_e} = \frac{3 \times 10^6}{45{\cdot}5} = 6{\cdot}8 \times 10^4 \text{ rad / se}$$

وان

$$B_n = B\sqrt{2^{1.3} - 1} = 6 \times 10^4 \text{ rad / se}$$

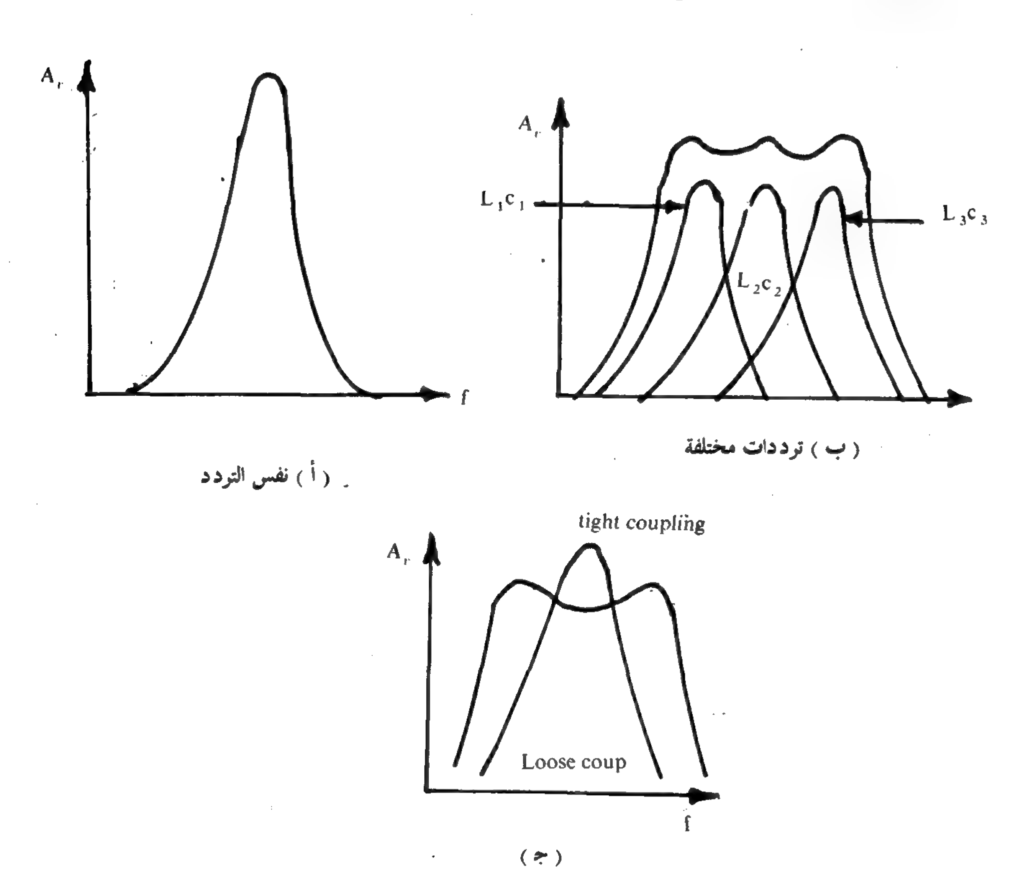
يتبين لنا مما جاء اعلاه ، ان ربط عدد من مراحل المكبر المولف عن طريق المحول سوف يؤدي الى تقليل قيمة Q الفعلية وكذلك الى تقليل عرض حزمة التردد للمكبر الامر الذي لا يكون مرغوباً فيه في الكثير من التطبيقات العملية .

لتلافي هذا النقصان في عامل النوعية وكذلك في عرض الحزمة الترددية يتم عادة اقران مرحلتي المكبر عن طريق الحث التبادلي بين الملفين في دائرتي التوليف التابعة لكل مرحلة – انظر الشكل (٢١) – ويسمى هذا النوع من المكبرات بالمكبر المضاعف التوليف double-taned amplifier



الشكل (٢١) الاقران بواسطة الحث التبادلي

الآن اذا ماتم توليف جميع دوائر الرنين الى نفس التردد اي وضع $L_3C_3 = L_2C_2 = L_1C_1$ فان الاستجابة الترددية سوف تكون حادة – انظر الشكل (٢٢ أ) – وبالتالي تكون قيمة عامل الجودة – Q كبيراً ويستخدم هذا النوع من التوليف عند الحاجة الى تكبير اشارة ذات تردد معين . أما اذا كان المطلوب هو تكبير اشارات ذات ترددات مختلفة فان كل دائرة رنين في هذا المكبر تولف عند تردد معين وبهذا تكون الاستجابة الترددية للمكبر كما في الشكل (٢٢ ب) ويكون الكسب في هذه الحالة أقل مما هو عليه في السابق حيث ان اقصى كسب لكل مرحلة يظهر عند تردد معين ويسمى المكبر عندئذ Stagger-tuned amp .



(أ) نفس التردد

(ب) ترددات مختلفة

(ج)

الشكل (٢٢) الاستجادية الترددية لمكبر متعدد المراحل مولفة على

من جهة اخرى اذا ما تم لف L_2 , L_1 مثلا . على نفس القلب فان الاستجابة الترددية للمكبر سوف تكون كما في الشكل (٢٢ ج) على الرغم من ان $L_2 C_2 = L_1 C_1$. في هذه الحالة يكون الكسب مساويا الى الكسب في مكبر التوليف ذي التردد المنفرد ويسمى هذا النوع من الاقران بالاقران الفوقي over coupled ويقال للملفين بأنهما يمتلكان الاقران المتماسك tight coupling على خلاف الاقران المتراخي loose coupling الذي يحدث بين الملفين عندما يكونان بعيدين عن بعضهما . يلاحظ ان الكسب في حالة الأقران المتراخي اكبر مما هو عليه في حالة الاقران المتماسك وذلك بسبب من صغر المقاومة المنعكسة في هذه الحالة مما يشير الى كبر قيمة Q والعكس صحيح بالنسبة للحالة الثانية .

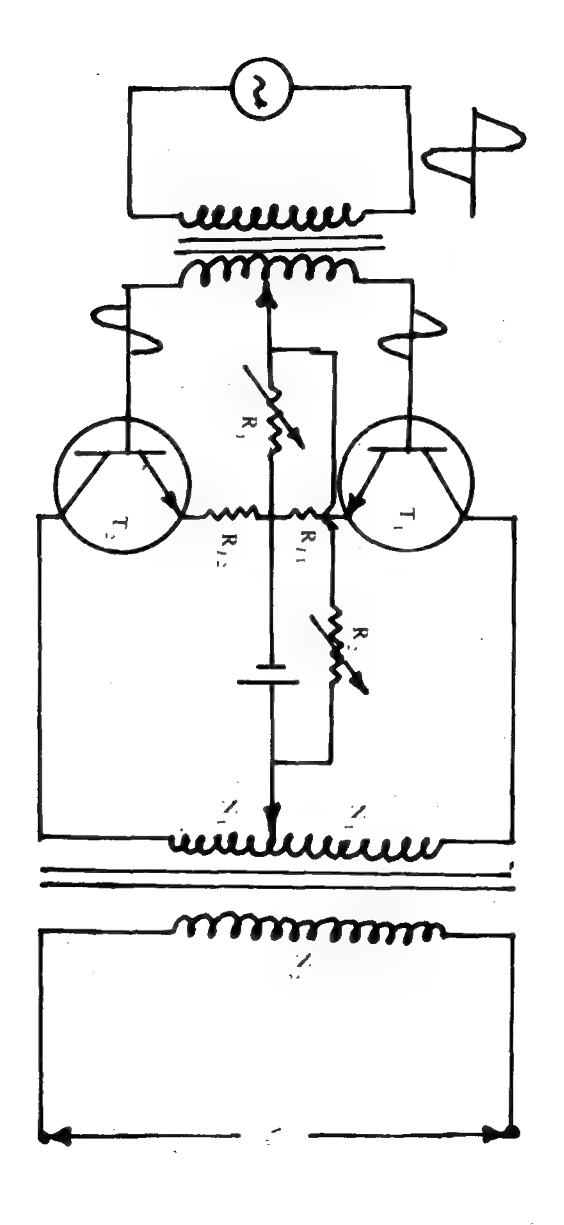
4 13 مكبر السحب والدفع Push - Pull Amplifier :-

وجدنا فيما تقدم ان مكبر القدرة من نوع B يمتاز بكفاءته العالية وقدرته على الكسب في التيار والفولتية اي الكسب في القدرة . كذلك اشرنا الى حدوث قطع في الموجة الخارجة نتيجة للتكبير الحادث في نصف واحد من الموجة الداخلة وبسبب من وقوع نقطة العمل Q للترانزستور عند حافة منطقة القطع .

على اية حال . ان هذا التشويه (القطع) الحاصل في الموجة الخارجة يمكن التخلص منه باستخدام ترانزستورين من نوع واحد يعملان بصورة متعاقبة (على طريقة السحب والدفع) بحيث يكون كل ترانزستور مسؤولا عن تكبير نصف واحد من الموجة الداخلة اليه . لذا فان الفولتية الداخلة الى الترانزستورين يجب ان تكون متساوية في المقدار ومتعاكسة في الطور . يتم تحقيق هذا الشرط باستخدام محولة ذات نقطة وسطية – انظر دائرة مكبر السحب والدفع في الشكل (٢٣) .

في هذا الشكل تم ربط قاعدتي الترانزستورين T_2 , T_1 الى طرفي الملف الثانوي للمحولة أما الباعثان فقد ربطا خلال المقاومتين R_r الى النقطة الوسطية للمحول الثانوي وبهذا فان الاشارتين الداخلتين الى القاعدتين تكونان متساويتين ومتعاكستين في الطور مما ينتج عنه مرور التيار في احد الترانزستورين في الوقت الذي يكون فيه الترانزستور الآخر في حالة قطع تام .

على الرغم من ان حجم الموجة الخارجة من هذا المكبر تضاهي ضعف السعة للموجة التي يمكن الحصول عليها من مكبر الكاسكودي Cascode amplifier باستخدام



الشكل (٢٣) دائرة مكبر السحب والدفع .

نفس الترانزستورين وانه اكفا بخمس مرات من مكبر ترانزستور من نوع A وكذلك عدم حاجته الى استخدام محولة اخراج كبيرة بسبب التماثل بين T_1 و T_2 وما ينتج عنه من الالغاء التام للتيار المستمر خلال هذه المحولة . الا ان الموجة الخارجة عادة مايرافقها نوع من التشويه يدعى بتشويه العبور crossover distortion او التشويه الناجم عن تحول التوصيل من ترانزستور الى – انظر الشكل (٢٤أ) – ذلك ان أيا من الترانزستورين لايبدأ بالتوصيل الا في حالة كون الفولتية الداخلة اليه مساوية الى او اكبر من الجهد الحاجز للوصلة (0.7V) وبهذا فانه يلزم تسليط جهد انحياز أمامي على وصلة القاعدة – باعث لكلا الترانزستورين لكي يصبح بالامكان تمرير تيار في احد الترانزستورين عند أقل تغير في الاشارة الداخلة وبعكس ذلك ستكون هناك فترات زمنية لن يمر خلالها تيار كما هو موضح في الشكل (٢٤) . هذا ويتم الحصول على جهد الانحياز هذا عن طريق ربط المقاومتين R_1 و R_2 الى V_{cc} بالطريقة المبينة فى الشكل

مما تقدم يمكن القول ان مكبر السحب والدفع يمتاز بما يأتي . : –

1 بسبب من استخدامه المحولة كمقاومة جمل فانه يسمح لذلك بنقل أقصى قدرة عند تحقق الشرط : –

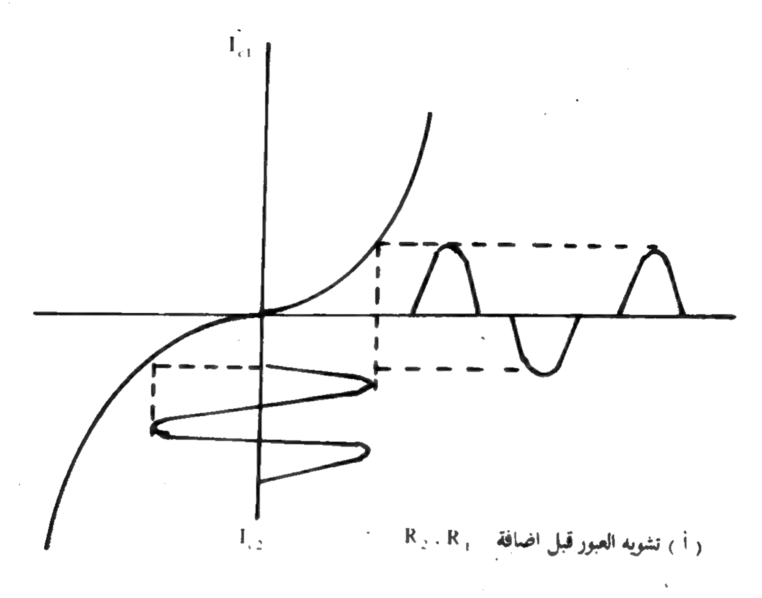
$$R_L' = \left(\frac{2N_1}{N_2} \right)^2 R_L$$

حيث تمثل R_L مقاومة الحمل المربوطة حول الملف الثانوي و R_L' مقاومة الملف الابتدائي ويمثل N_1 نصف عدد لفات الملف الابتدائي و N_2 عدد لفات الملف الثانوي .

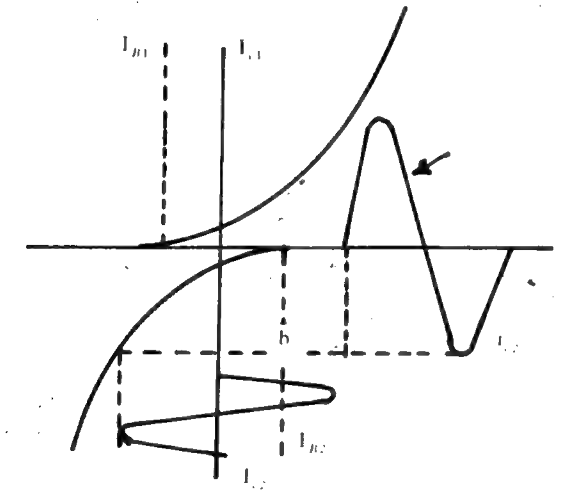
2 بسبب من كون المكبر من الصنف B فان كفاءته لذلك . تكون عالية وقد تصل الى حوالي 78 .

3 يمكن الحصول منه . على قدرة اخراج عالية .

وعلى الرغم من هذه المحاسن . فان هناك بعض المساوىء التي ترافق عمل هذا النوع من المكبرات وكذلك طبيعة تركيبه ومنها : –



(أ) تشويه العبور قبل اضافة $R_2 . R_1$



(ب) تشويه العبور بعد اضافة $R_2 . R_1$.

الشكل (٢٤) التشويه في دائرة مكبر السحب والدفع

1 يحتاج الى ترانزستورين بدلا من واحد

2 يشترط ان تكون الموجتان الداخلتان الى قاعدتي الترانزستورين متساويتين في المقدار ومتعاكستين في الطور والا فان الموجة الخارجة ستكون مشوهة في كثير من النواحي (تحتوي على مركبة d.c او ان احد انصافها اصغر او اكبر من النصف الآخر

... الخ) ومن هنا فانه يلزم استخدام مرحلة السوق (stage driver) – التي سيأتي شرحها – لتجهيز مثل هاتين الموجتين .

3 - يلزم ان يكون كلا الترانزستورين متماثلين في جميع النواحي والا فان تشويها سوف يحدث في الاشارة الخارجة (لاختلاف التكبير في الترانزستورين) .

4 - يرافق الموجة الخارجة من هذه المكبرات عادة . تشويه يدعى بتشويه العبور ويلزم اضافة المقاومتين R_1 و R_2 للتخلص منه .

5 - استخدام المحولات يجعل من الدائرة ذات حجم كبير وغالية الثمن .

هذا ويتم حساب كفاءة مكبر السحب والدفع من معرفة ان التيار المستمر المار في كل ترانزستور هو :

$$I_{d \cdot c} = \frac{I_m}{\pi}$$

وكذلك فان القيمة الفعالة للتيار الخارج ، هي

$$I_{r \cdot m \cdot s} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

ومن ثم القدرة الخارجة تكون مساوية لـ

$$P_o = \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L' = \frac{I_m^2}{2} R_L'$$

اي ان

$$\eta = \frac{P_o}{P_{d \cdot c}} = \frac{I_m^2 R_L' / 2}{2 I_m V_{cc} / \pi} = \left(\frac{\pi}{4} \right) \left(\frac{I_m R_L'}{V_{cc}} \right) \dots$$

وحيث ان

$$V_{cc} = I_m R'_L \quad \ldots$$

لذا فان

$$\eta = \left(\frac{\pi}{4} \right) = 78.5$$

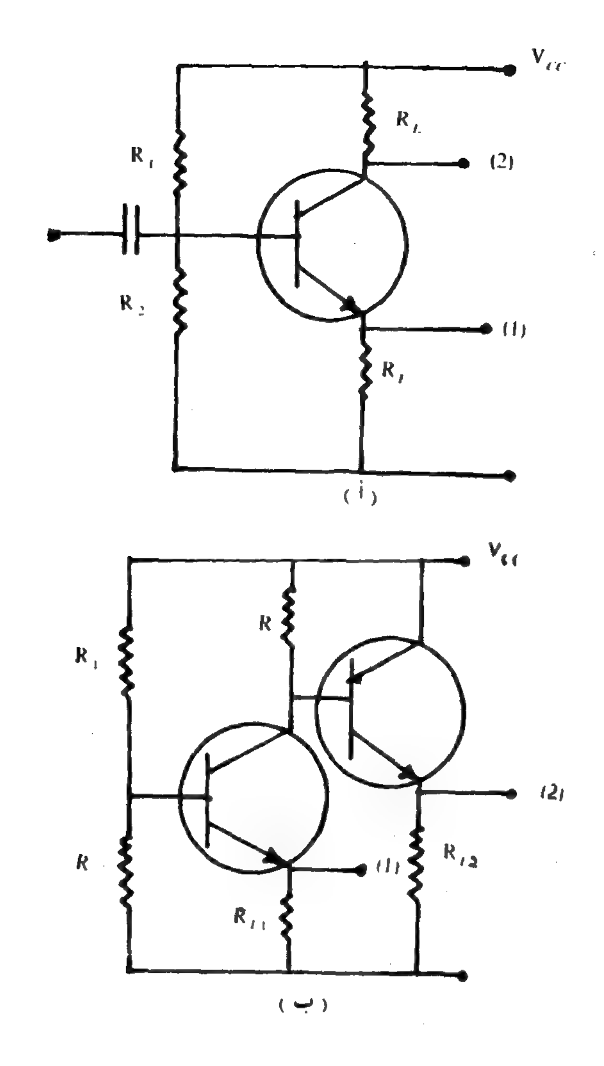
مرحلة السوق   Drive Srage :-

رأينا في دراستنا لمكبرالسحب والدفع ان هذا المكبريستخدم زوجاً من الترا نزستورات (أما من نوع NPN اومن النوع PNP) وفي كلا الحالتين يحتاج الى اشارتي ادخال فرق الطور بينهما مساويا لـ 180 وعلى هذا الاساس تم استخدام محولة ذات نقطة وسطية للقيام باستحداث هاتين الموجتين من الموجة الداخلة اليها – انظرالشكل (٢٣)

وعلى الرغم من ان استعمال المحولة لا غبار عليه الا ان الحصول على اشارتي ادخال يكون الفرق في الطور بينهما 180 . من غير استعمال المحولة . هو ليس بالامر الصعب المنال ويوضح الشكل (٢٥ أ) احدى هذه الطرق . حيث ان الاشارة المأخوذة من نقطة الباعث (رقم 2) تكون في نفس طور الاشارة الداخلة بينما تكون الاشارة المأخوذة من نقطة المجمع (رقم 1) مقلوبة (اي تختلف بـ 180 عن الاشارة الداخلـة) .

على أية حال . تعاني الدائرة في الشكل (٢٥ أ) من حالة عدم توازن : وهو ان الاشارة رقم (1) تكون مأخوذة من دائرة باعث مشترك بينما تم اخذ الاشارة رقم (2) من دائرة مجمع مشترك . وبهذا فان الترانزستور المربوط الى النقطة (2) سوف يكون مسوقا بوساطة مصدر فولتية ذي ممانعة اخراج واطئة بينما يساق الترانزستور المربوط الى النقطة (1) بوساطة مصدر فولتية ذي ممانعة اخراج عالية وبالتالي فان تشويها غير خطي سوف يحدث . في نصفي الموجة الخارجة من مكبر السحب والدفع .

لتلافي عدم التوازن هذا يضاف ترانزستور اخر الى الدائرة في الشكل (٢٥أ) لتصبح



الشكل (٢٥) دائرة المكبر مع مرحلة السوق .

الشكل (٢٥ ب) ومن ثم تؤخذ اشارتا الادخال الى مكبر السحب والدفع من نقطتي الباعث لكلا الترانزستورين .

أسئلة ومسائل

1) اذكر اهم الاسباب التي تؤدي الى حصول التشويه في الموجة المكبرة ثم بين كيف يتم معالجته .

2) اذكر اهم الفروق بين مكبر القدرة ومكبر الفولتيه

3) ماالمقصود بكل مما يأتي :

أ- التيار I_{CBO}

ب- الفولتية V_{CBO}

ج- التيار I_{CEO}

4) وضح بالتفصيل ماالمقصود بكل من

أ- تشويه الاتساع .

ب- تشويه التردد .

ج- تشويه الطور .

ثم اقترح الطريقة المناسبة لمعالجة كل نوع .

5) اشرح بالتفصيل الكيفية التي تستخدم فيها المحولات للحصول على التوافق في الممانعات ثم بين فائدة ذلك ؟

6) عرف كلاً مما يأتي :

أ- الكفاءة .

ب- مكبر من صنف A .

ج- مكبر من صنف B .

د- مكبر من صنف C .

7) قارن بين الاصناف الثلاثة للمكبرات من حيث أ) الكفاءة ب) شكل الموجة الناتجة ج) التكبير في القدرة د) طريقة الانحياز .

8) في مكبر السحب والدفع اذا كانت وظيفة R_2 هو لتجهيز قاعدة الترانزستورين بفولتية الانحياز اللازمة فما فائدة R_1 .

9) لماذا يحدث التشويه غير الخطي في موجة الاخراج من مكبر السحب والدفع عند ربطه الى مرحلة السوق .

10) اشرح سبب حصول تشويه العبور .

11) مكبر قدرة يعمل مع مصدر فولتية 12V ، ويعطي قدرة مقدارها 2W . اوجد اعلى تيار مجمع يمكن ان يمر في الدائرة .

12) مكبر فولتية يعمل مع مصدر فولتية 10V ويستخدم مقاومة حمل 10 KΩ. اوجد اعلى تيار مجمع يمكن ان يمر في هذا المكبر.

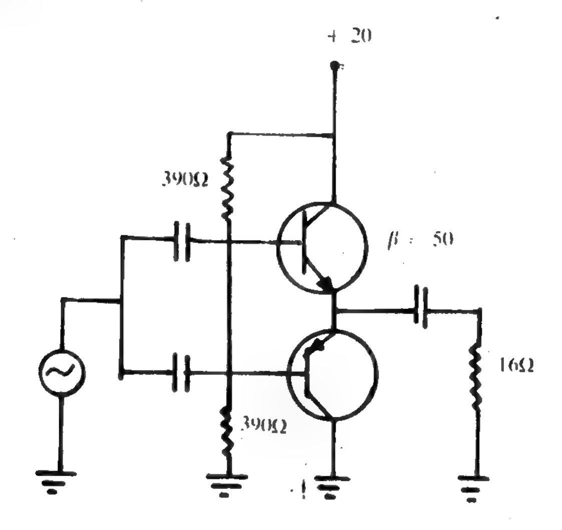
13) ترانزستور قدرة من نوع A . اذا كانت القدرة المتناوبة الخارجة لهذا الترانزستور هي 4W وكانت القدرة المبددة لهذا المكبر هي 10W . أحسب كفاءة المكبر.

14) مكبر قدرة من صنف A يعمل مع مصدر فولتية 12V . فاذا كان اقصى تيار مجمع يمر فيه يساوي 100mA . احسب القدرة المنقولة الى مقاومة حمل 5Ω اذا

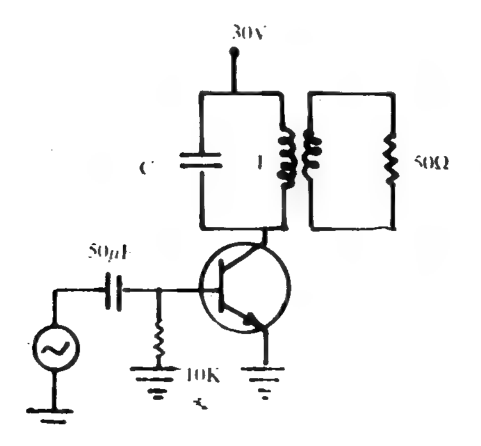
أ- كانت مربوطة بشكل مباشر.

ب- اذا كانت مربوطة كمقاومة حمل مع الملف الثانوي للمحولة.

15) كم هي قيمة $I_{c(sat)}$ في الدائرة ادناه وكم هي قدرة الاخراج القصوى المتناوبة.



17) في الشكل ادناه كم هي قيمة V_{CEQ} ؟ وكم هي قيمة v_o .



الفصل الرابع عشر

التغذيـة الخلفيــة

The Feedback

14 – 1 المقدمة :–

سبق ان تطرقنا لمفهوم التغذية الخلفية عند مناقشتنا لدوائر مكبرات الترانزستور ، وعلى وجه الخصوص عند الكلام على التغذية الذاتية وأثرها في استقرارية عمل هذه الدوائر ضد التغير في درجات الحرارة . هذا وقد اطلقنا على ذلك النوع من التغذية بالتغذية الخلفية السالبة او المختزلة negative feedback or degenerative وذلك لكون الاشارة المعادة تعاكس الاشارة الداخلة ، من حيث الطور ، وبذلك تختزل من قيمة الاشارة الفعلية الداخلة الى هذه المكبرات .

فضلاً عمّا ذكر أعلاه ، هناك نوع آخر من التغذية يعمل على تقوية الاشارة الداخلة بدلاً من اضعافها يدعى بالتغذية الخلفية الموجبة positive feedback او تغذية اعادة التوليد regenerative feedback

مما تقدم يتبين لنا ان هناك نوعين أساسيين من التغذية الخلفية هما : التغذية الخلفية السالبة والتغذية الخلفية الموجبة . وحيث ان الاشارة المعادة قد تكون اشارة جهد او اشارة تيار لذا فان كلاً من هذين النوعين الاساسيين سوف ينقسم قسمين : تغذية خلفية للتيار وتغذية خلفية للجهــد .

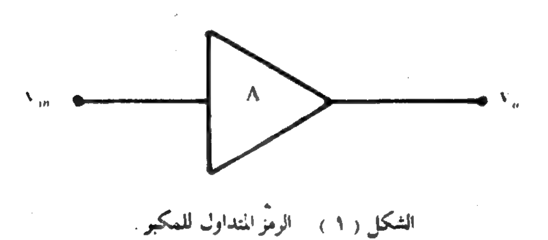
على اية حال ، وقبل التعرف على هذه الانواع الاربعة للتغذية الخلفية يتوجب علينا التعرف اولاً على المعادلة الاساسية للتغذية الخلفية .

2 14 المعادلة الاساسية للتغذية الخلفية

لعل معظم المصادر في الالكترونات تستخدم الرمز (β) ليشير الى الجزء المعاد من الموجة الخارجة في دوائر التغذية الخلفية . وحيث ان هذا الرمز قد استخدم في هذا الكتاب ليدل على عامل التكبير للتيار في دوائر الباعث المشترك لذا فانه يصبح من المناسب اضافة الحرف الصغير (f) الى قاعدة الحرف β ليصبح رمز التغذية الخلفية المعتمد هنا هو (β_f) .

يشير الشكل (١) الى دائرة مكبر بجهد ادخال v_{in} وجهد اخراج v_o حيث ان $v_o = A\,v_{in}$ وان A يمثل كسب الجهد للدائرة المفتوحة open - loop gain . او بعبارة اخرى كسب الجهد لدائرة المكبر من غير وجود دائرة التغذية الخلفية .

الآن اذا ما اضيفت الى هذه الدائرة دارة تغذية خلفية – الشكل (٢) – تعمل على اعادة جزء مقداره v_f من الجهد الخارج الى مدخل المكبر . بحيث ان



الشكل (١) الرمز المتداول للمكبر .

$$v_f = \beta_f\, v_o' \qquad \ldots (1)$$

تمثل v_o' جهد الاخراج الجديد بعد اضافة دارة التغذية الخلفية . عندئذ فان جهد الادخال الجديد v_{in}' يصبح مساوياً لـ

$$v_{in}' = v_{in} + v_f \qquad \ldots (2)$$

وان جهد الاخراج الجديد سيكون مساويا لـ

$$v_o' = A\, v_{in}' \qquad \ldots (3)$$

اي أن - وبعد التعويض عن v'_{in} من المعادلة (2) في المعادلة (3) - v'_o تكون مساوية لـ

$$v'_o = A(v_{in} + v_f) \qquad \ldots (4)$$

اي ان - بعد التعويض عن v_f من المعادلة (1) - v'_o تكون مساوية لـ

$$v'_o = A v_{in} + A \beta_f v'_o \qquad \ldots (5)$$

او ان

$$v'_o (1 - A\beta_f) = A v_{in} \qquad \ldots (6)$$

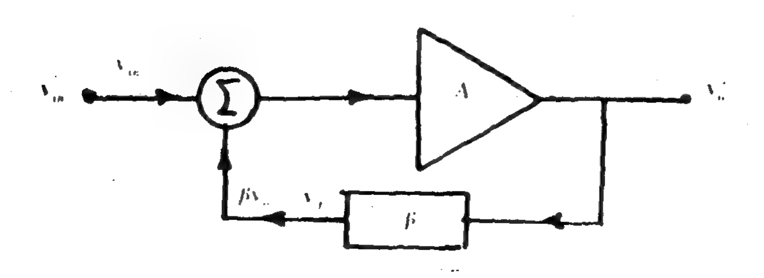
او ان

$$\frac{v'_o}{v_{in}} = \frac{A}{1 - \beta_f A} \qquad \ldots (7)$$

وعند التعويض عن $\frac{v'_o}{v_{in}}$ بـ A_f يصبح لدينا

$$\boxed{A_f = \frac{A}{1 + \beta_f A}} \qquad \ldots (8)$$

حيث يشير A كما ذكرنا . الى الكسب في الجهد للمكبر من غير التغذية الخلفية و A_f الى الكسب في الجهد للمكبر بوجود التغذية الخلفية ويدعى ايضا بكسب الدائرة المغلقة closed-loop gain . اما الحد $\beta_f A$ فيعرف بمعامل التغذية الخلفية بينما يسمى المقدار $1 \ \beta_f A$ بعامل التضحية Sacrife factor لأن النسبة بين كسب الدائرة المفتوحة الى كسب الدائرة المغلقة ويدل عامل التضحية على مقدار ما يضحى من الكسب الداخلي لتحسين مزايا المكبر . تدعى المعادلة (8) بمعادلة التغذية الاساسية .

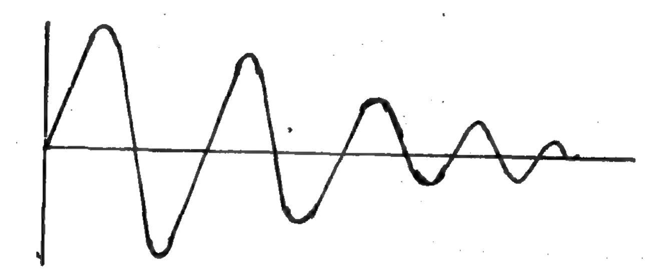


الشكل (٢) المكبر مع التغذية الخلفية .

3 14 التغذية الخلفية الموجبة

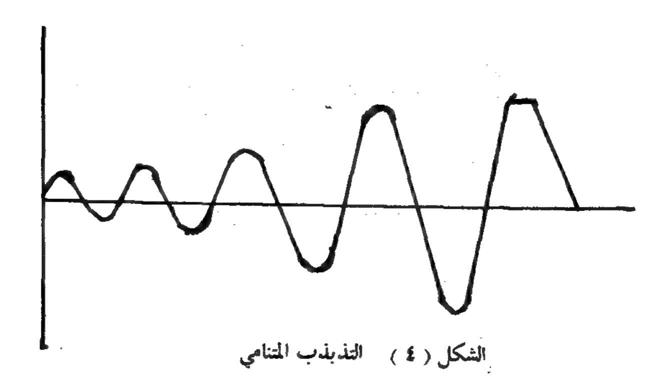
لاشك ان المتفحص للمعادلة (8) سيجد ان المقدار الذي يحدد طبيعة وسلوكية انظمة التغذية الخلفية هو المقدار $(1 - \beta_f A)$ وبدقة اكثر الحد $\beta_f A$. معامل التغذية الخلفية من هذا المقدار .

الان اذا ما افترضنا ان هذا الحد كان أصغر من واحد اوبعبارة أخرى أن $A\beta_f v_o'$ هوأصغر من v_o' فان هذا يعني ان الاشارة الخارجة سوف تبدأ كبيرة بـ v_o' ثم تضمحل تدريجيا الى حد الانتهاء – لاحظ الشكل (٣) .



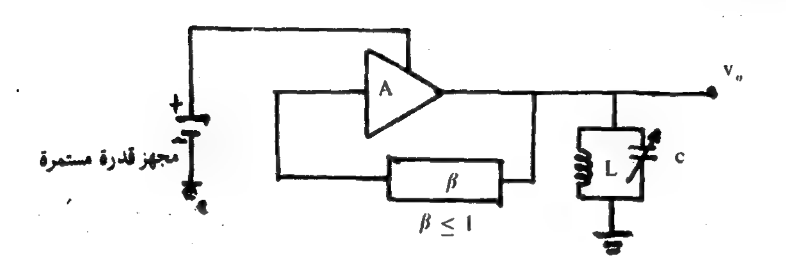
الشكل (٣) التذبذب المضمحل

من جهة أخرى ، اذا كانت $A\beta_f$ اكبر من واحد او ان $A\beta_f v_o'$ كانت اكبر من v_o' فان الاشارة الخارجة سوف تبدأ صغيرة ثم تزداد تدريجيا – انظر الشكل (٤) وبدون حدود حتى يصل المكبر الى حد الاشباع .



الشكل (٤) التذبذب المتنامي

الحالة الاخيرة هي عندما يكون الحد $A\beta_f$ مساويا للواحد . في هذه الحالة يصبح المقام في المعادلة (8) مساويا للصفر وبالتالي فان الكسب في الجهد (A_f) سوف يزداد بلا حدود وعندها تبدأ الدائرة بالتذبذب او بعبارة أخرى يبدأ المكبر بتوليد الاشارات الخارجة من غير الحاجة الى اشارة ادخال وتدعى الدائرة (المكبر مع دارة التغذية الخلفية) حينئذ بدائرة المذبذب oscillator – انظر الشكل (٥) .



الشكل (٥) دائرة المذبذب .

ان كون $A\beta_f$ يساوي عدداً موجباً (١) يعني بالضرورة ان β_f هو الآخر عدد موجب – لايمكن لـ A ان يكون سالبا – وعليه فان الاشارة المعادة ستكون في نفس طور الاشارة الداخلة وتضاف اليها . هذه الحالة تعرف بالتغذية الخلفية الموجبة positive feedback

على اية حال ، لفهم التغذية الخلفية الموجبة ، دعنا نفرض ان A يساوي (10) . عندها فان المعادلة (8) تصبح على الشكل الآتي :

$$A_f = \frac{10}{1 - 10\,\beta_f} \qquad \dots (8)$$

وعند التعويض عن β_f بقيم مختلفة سنجد ان A_f يزداد كلما ازدادت β_f وعندما تصبح β_f مساوية لـ 0·1 ، اوان $\beta_f A$ يساوي 1 عندئذ يكون المقام مساويا للصفر وبهذا فأن الكسب الكلي A_f للمكبر سوف يزداد بلا حدود . من الناحية الحسابية تشير المعادلة (8) الى ان الكسب سوف يصبح مالانهاية الا ان هذا لايحدث من الناحية العملية وانما الذي يحدث هو ان الدائرة تبدأ بالتذبذب تلقائيا .

4 14 التغذية الخلفية السالبة Negative Feedback :-

في هذا النوع من التغذية تكون الكمية $A\beta_f$ سالبة خلافا لما هو عليه في التغذية الخلفية الموجبة . وبهذا فان المعادلة (8) تؤول الى

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta_f} \quad \dots(9)$$

ان كون $A\beta_f$ سالبة يعني ان الجزء المعاد من الاشارة الخارجة يختلف عن الاشارة الداخلة بزاوية طورمقداره 180 وبهذا فان الاشارة الداخلة الى المكبرفعلا هي

$$v_i = v_{in} - \beta_f v_o' \quad \dots(10)$$

وعليه فان التكبير الكلي لدائرة المكبر ذات التغذية الذاتية السالبة سوف يقل بعامل قدرة $(1 + A\beta)$. فاذا كان $A = 10 , \beta$ تتغيرمن 0.01 الى 1 مثلا فأن A_f ستأخذ القيم الموضحة في الجدول أدناه .

β_f	$\beta_f A$	$1 \quad \beta_f A$	A_f
0	0	1	10
1	0·1	0·9	11
2	0·2	0·8	12·5
4	0·4	0·6	16·7
6	0·6	0·4	25·0
8	0·8	0·2	50·0
9	0·9	0·1	100·0
10	1	0	∞

تشير هذه النتائج الى ان هذا النوع من التغذية الخلفية تعمل على التقليل من قيمة الجهد الكلي الداخل الى الدائرة . وبهذا فان التغذية الخلفية السالبة تدعى احيانا بالتغذية الخلفية المختزلة degenrative .

واخيراً لابد لنا من القول انه على الرغم من هذا النقصان الكبير في الكسب بسبب من التغذية الخلفية السالبة الا انها من جهة اخرى تعمل وبشكل فعال على تحسين كثير من الجوانب الاخرى ذات العلاقة بعمل المكبر . فهي مثلاً ، تزيد من مقدار الاستقرارية في عمل المكبر وتقلل من التشويه الحاصل في اشارة الاخراج كما انها تزيد من ممانعة الدخول وتقلل من الممانعة الخارجة للمكبر ... الى آخر ، مما سيتم شرحه في أدناه .

1 - زيادة الاستقرارية في قيمة الكسب :- من المعروف ان الثوابت الحرجة critical parameters (كالمقاومة الحركية والتوصلية وعامل التكبير) للعناصر الفعالة (كالترانزستور والصمامات المفرغة) الداخلة في تركيب دوائر المكبرات . تكون عرضة للتغير عند التغير في درجات الحرارة او التردد أو مع مرور الوقت او عند الاستبدال مما يؤثر على كفاءة ودقة عمل هذه الاجهزة . لذا فان الحصول على اجهزة تكبير ذات كفاءة ودقة عاليتين في التشغيل يتطلب منا العمل على جعل الكسب في الجهد - مثلا - لهذه المكبرات غير معتمدٍ على هذه المعاملات ومن ثم الحصول على قيمة كسب ثابتة .

يتم الحصول على هذا النوع من الكسب عند استخدام دوائر التغذية الخلفية السالبة مع المكبرات حيث لدينا من المعادلة (9) ان

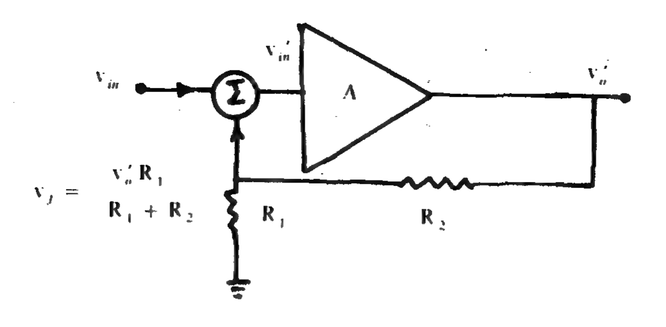
$$A_f = \frac{A}{1 + \beta_f A} \qquad \dots (9)$$

وبما ان $\beta_f A$ تكون عادة اكبر من واحد لذا فانه يمكن اختصار المعادلة اعلاه الى

$$A_f = \frac{1}{\beta_f} \qquad \dots (10)$$

تتكون دائرة التغذية الخلفية عادة من مجزىء جهد - انظر الشكل (٦) - لذا فان قيمة β يمكن ان تختار بدقة عالية وتكون ثابتة القيمة ، حيث ان β تساوي

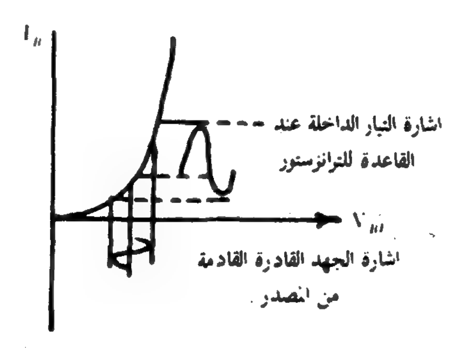
$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad \dots (11)$$



الشكل (٦) دائرة المذبذب مع مجزىء الجهد .

وبالتالي فان مقدار التكبير لن يعتمد على اي من معاملات الترانزستور او الصمام او التغير في درجات الحرارة وكذلك التردد . ويكون ثابتا .

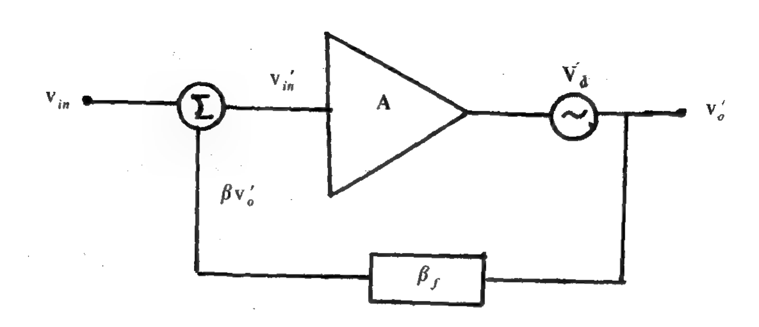
2 تقليل التشويه في الموجة الخارجة :- تكون التغذية الخلفية السالبة فعالة ايضا - في تقليل التشويه الحادث في الموجة الخارجة من المكبر . ان التشويه الحاصل في شكل الموجة الخارجة يعود بالحقيقة الى عدم خطية منحى الخواص $(I - V_{in})$ - انظر الشكل (٧) - بالنسبة لمكبر الباعث المشترك وكذلك في خواص $(I - V_a)$ للصمامات



الشكل (٧) منحى (V - I) .

الا انه طبقا للمعادلة (10) فان الكسب في المكبر ذي التغذية الخلفية السالبة لايعتمد على منحنيات الخواص ولا على الثوابت الخاصة بالمكبر وكما اسلفنا . وبالتالي فان هذا يؤدي الى تقليل التشويه في الموجة الخارجة .

على اية حال لأعطاء فكرة عن مقدار التقليل في مقدار هذا التشويه ، دعنا نفرض ان الاشارة المشوهة يمكن تمثيلها – وبشكل منفصل عن الموجة الخارجة – بمولد جهد v_d في دائرة المكبر – انظر الشكل (٨) . مع هذا الفرض سيكون لدينا الجزء Av_1 من الاشارة الخارجة ، غير مشوه . اي ان



الشكل (٨) الموجة المشوهة v_d في دائرة المكبر.

$$v'_o = A v'_{in} + v_d' \qquad \dots (12)$$

وحيث ان الجزءين ، المشوه وغير المشوه ، من الاشارة سوف يعاد حقنهما الى مدخل المكبر لذا فان

$$v'_{in} = v_{in} + \beta_f v'_o = v_{in} + \beta_f (A v'_{in} + v_d) \qquad \dots (13)$$

أو ان

$$v'_{in} (1 - \beta_f A) = v_{in} + \beta_f v_d \qquad \dots (14)$$

أي ان

$$v'_{in} = \frac{v_{in} + \beta_f v_d}{1 - \beta_f A} \qquad \dots (15)$$

وعند التعويض عن قيمة v'_{in} هذه في المعادلة (12) نحصل على

$$v'_o = \frac{A}{1 - \beta_f A} (v_{in} + \beta_f v_d) + v_d \qquad \dots (16)$$

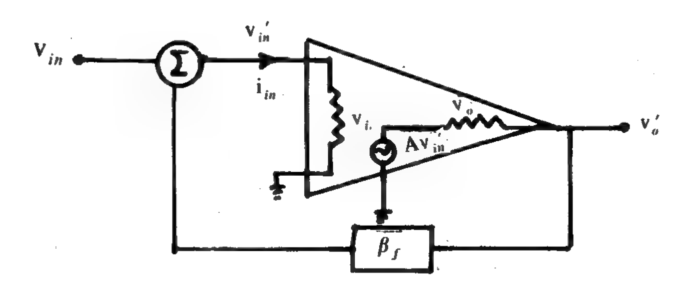
او أن

$$v'_o = \frac{A v_{in}}{1 - \beta_f A} + \frac{v_d}{1 - \beta_f A} \qquad \dots (17)$$

يمثل الحد الاول من المعادلة (17) الاشارة الخارجة غير المشوهة بينما يمثل الحد الثاني جهد التشويه . ويلاحظ ان كليهما قد قل بمقدار $\left(\frac{1}{1 - \beta_f A} \right)$ عند اضافة دائرة التغذية الخلفية السالبة .

على اية حال يمكن زيادة حجم الأشارة الخارجة غير المشوهة $\left(\frac{A v_{in}}{1 - \beta_f A} \right)$ بزيادة v_{in} ولكن من غير زيادة التشويه وبهذا فاننا نكون قد اختزلنا جهد التشويه المرافق للاشارة الخارجة عن طريق التغذية الخلفية السالبة ، بمقدار $(1 - \beta A)$ الذي هو عادة مقدار كبير . هذا الاختزال في قيمة التشويه في الاشارة الخارجة يكون مفيداً جداً فـــي المكبرات وخصوصاً في مكبرات القدرة .

3 - زيادة في الممانعة الداخلة وتقليل في الممانعة الخارجة : - في الشكل(٩) لدينا ان



الشكل (٩) ممانعة الادخال للمكبر مع التغذية الخلفية .

$$v'_{in} = v_{in} + \beta_f v'_o \qquad \dots (18)$$

أو أن

$$v'_{in} = v_{in} + \beta_f A v'_{in} \qquad \dots (19)$$

او أن

$$v_{in} = (1 - \beta_f \dot{A}) v'_{in} \qquad \dots (20)$$

لدينا من الدائرة – الشكل (٩) ان

$$i_{in} = \frac{v'_{in}}{r_i} = \frac{v_{in}}{r'_i} \qquad \dots (21)$$

حيث تمثل r'_i مقاومة الادخال الجديدة مع وجود التغذية الخلفية السالبة . وعليه فان

$$r'_i = (1 - \beta_f A) r_i \qquad \dots (22)$$

او بصورة عامة يكون

$$Z'_{in} = (1 - \beta_f A) Z_{in} \qquad \dots (23)$$

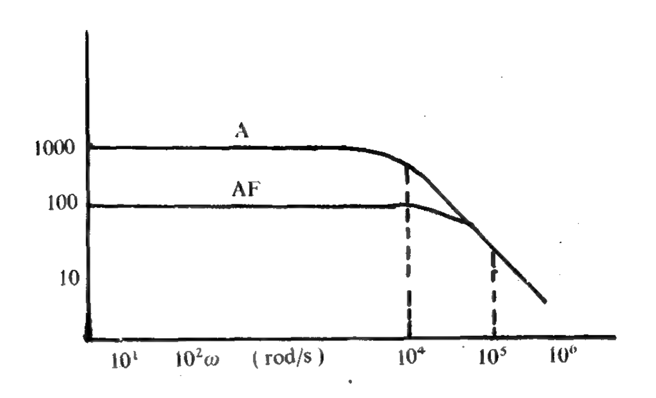
وحيث ان $\beta_f A$ هو اكبر من واحد بكثير لذا فان Z'_{in} اكبر بكثير من Z_{in} ومن هنا فان التغذية الخلفية السالبة تعمل على زيادة ممانعة الدخول . من جهة أخرى يمكن البرهنة ، مع وجود التغذية الخلفية السالبة . على ان

$$Z'_o = Z_o | (1 - \beta_f A) | \qquad \dots (24)$$

حيث تمثل Z_o, Z'_o ممانعتي الاخراج مع وجود وعدم وجود دائرة التغذية الخلفية السالبة وعلى التوالي .

4 زيادة عرض النطاق الترددي للمكبرات : – من المعروف ان لكل مكبر عرض نطاق ترددي $(\Delta f = f_2 - f_1)$ خاص به يكون الكسب في الجهد . مثلا . لهذا المكبر ثابتا عند قيمة معينة بين الترددين f_2 و f_1 . حيث يمثل f_1 و f_2 تردد القطع الادنى والاعلى لهذا المكبر ويكون الكسب فيهما مساويا لـ 0.77 من قيمته عند الترددات الاخرى التي تقع بين f_1 و f_2 – أنظر الشكل (١٠) .

كذلك معروف ان مقدار الكسب عند الترددات العالية (A_{hf}) لدائرة مكبر مع



الشكل (١٠) الاستجابة الترددية للمكبر مع ومن غير التغذية الخلفية .

شبكة RC – أنظر الشكل (١١) – يرتبط مع الكسب عند الترددات الوسطية (A_{if}) بالعلاقــة

$$A^{\bullet}_{hf} = \frac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2} \qquad \dots (25)$$

يلاحظ انه عندما يكون $f_2 = f$ فان المعادلة (25) تصبح

$$A_{hf} = \frac{A_{if}}{1 + j} \qquad \dots (25)$$

وعليه فان مقدار A_{hf} يساوي

$$A_{hf} = \frac{A_{if}}{\sqrt{2}} \simeq 0{\cdot}77\, A_{if} \qquad \dots (26)$$

وهذا ماقلناه بالضبط في اعلاه . اما بواحدات الديسبل فان

$$20 \log \left(\frac{A_{hf}}{h_{if}} \right) = 3\, dB \qquad \dots (27)$$

على اية حال لدينا من المعادلة (8) ان

$$A_f = \frac{A_f}{1 - \beta_f A} \qquad \ldots (8)$$

وحيث ان هذه المعادلة صحيحة في جميع الاحوال لذا فان

$$A_{hf}' = \frac{A_{hf}}{1 - \beta_f A_{hf}} \qquad \ldots (28)$$

وعند التعويض عن A_{hf} من المعادلة (25) في المعادلة اعلاه (28) واعتبار أن β_f حقيقية لجميع الترددات يكون لدينا : –

$$A_{hf}' = \frac{\dfrac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2}}{1 - \beta_f \left(\dfrac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2} \right)} = \frac{A_{if}'}{1 - \beta_f A_{if}'} \qquad \ldots (29)$$

حيث أن

$$A_{if}' = \frac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2} \qquad \ldots (30)$$

أو أن

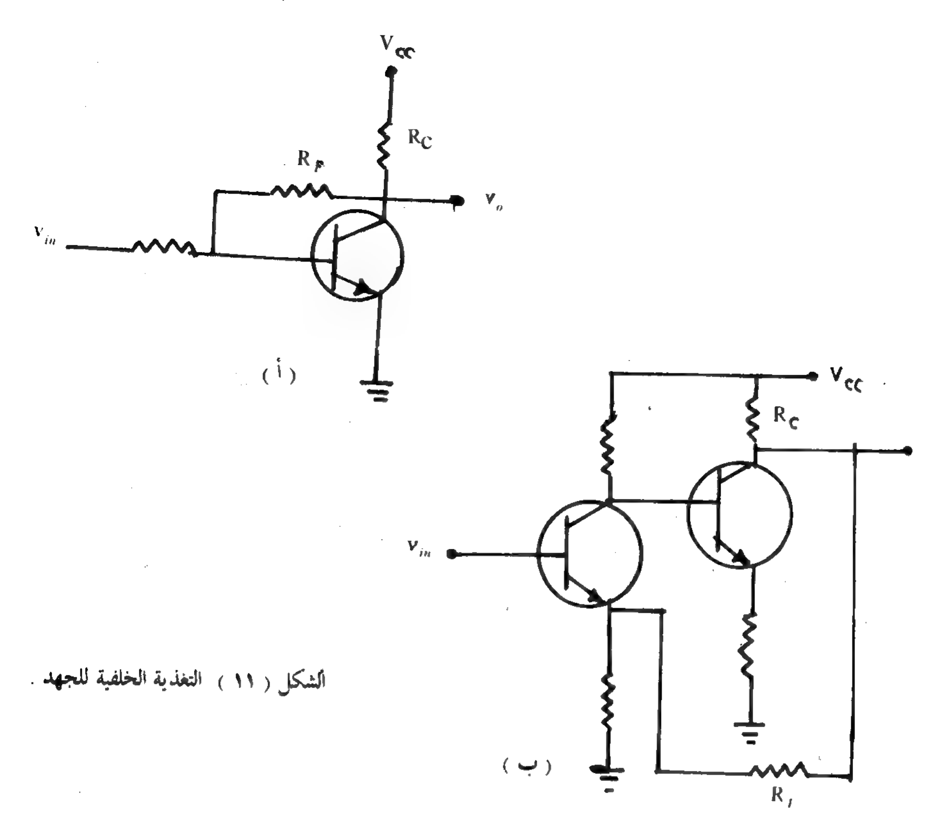
$$\omega_2' = \omega_2 (1 + A_{if} \beta_f) \qquad \ldots (31)$$

وحيث ان $\beta_f A$ اكبر من واحد لذا فان $\omega_2' > \omega_2$ وان عرض النطاق الترددي سوف يزداد في حالة وجود التغذية الخلفية السالبة . وبصورة عامة يكون لدينا

$$\boxed{A' f' = Af} \qquad \ldots (31)$$

وباتباع نفس التحليل اعلاه تستطيع البرهنة على ان

$$\omega_1' = \omega_1 (1 + A_{if} \beta_f) \qquad \ldots (32)$$

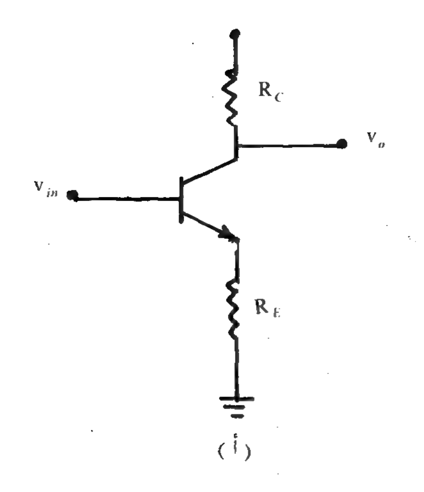


الشكل (١١) التغذية الخلفية للجهد .

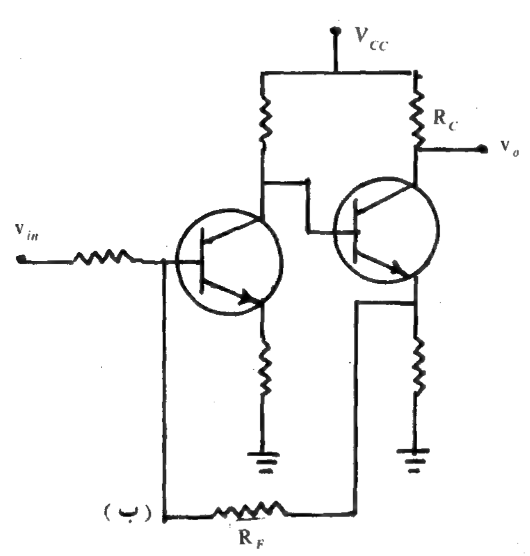
5 14 انواع التغذية الخلفية السالبة Types of Negative Feedback :-

وجدنا فيما سبق . ان مكبر التغذية الخلفية يتكون من جزءين : دائرة المكبر ودائرة التغذية الخلفية . وحيث ان هذه الاخيرة تقوم باعادة جزء من الاشارة الخارجة الى مدخل المكبر عليه فانها تعمل على تحوير خصائص دائرة هذا المكبر وكذلك السيطرة بشكل فاعل على قيمة الاخراج .

هناك على أية حال . نوعان أساسيان من دوائر التغذية الخلفية السالبة تعتمد على طريقة ربط الاخراج . فاذا كان جهد الاخراج هو الذي يسوق دائرة التغذية عندئذ يطلق على هذا النوع من التغذية بتغذية الجهد voltage feedback – أنظر الشكل (١١ أ و ب) . أما اذا كان تيار الاخراج هو الذي يسوق دائرة التغذية الخلفية فان التغذية تعرف حينذاك بتغذية التيار current feedback – أنظر الشكل (١٢ أ و ب) .



(أ)



(ب)

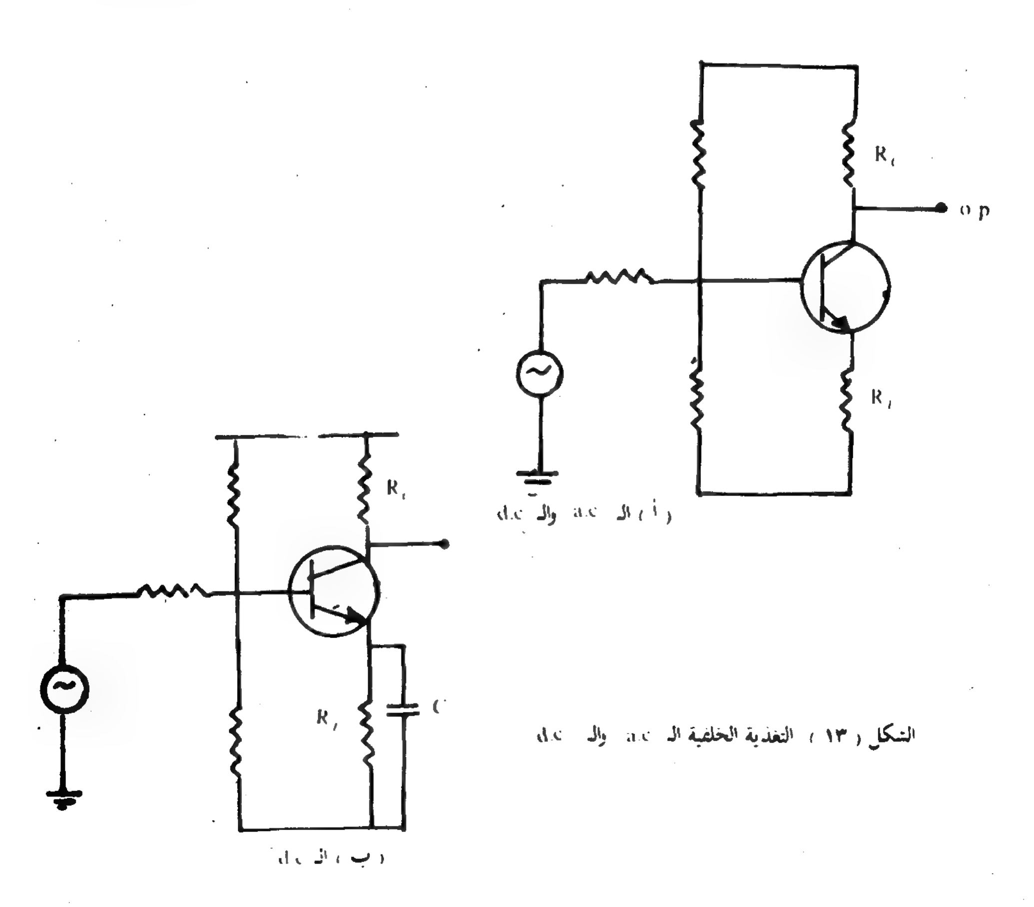
الشكل (١٢) التغذية الخلفية للتيار .

يلاحظ في الشكل (١١ أ) وكذلك (١٢ ب) ان المقاومة R_F تظهر مربوطة على التوازي مع مدخل المكبرومن ثم فان هذا النوع من التغذية ، ان كان تياراً اوجهداً ، يدعى بالتغذية الخلفية المتوازية parallel feedback وتعمل هذه على تقليل قيمة ممانعة الادخال للمكبر .

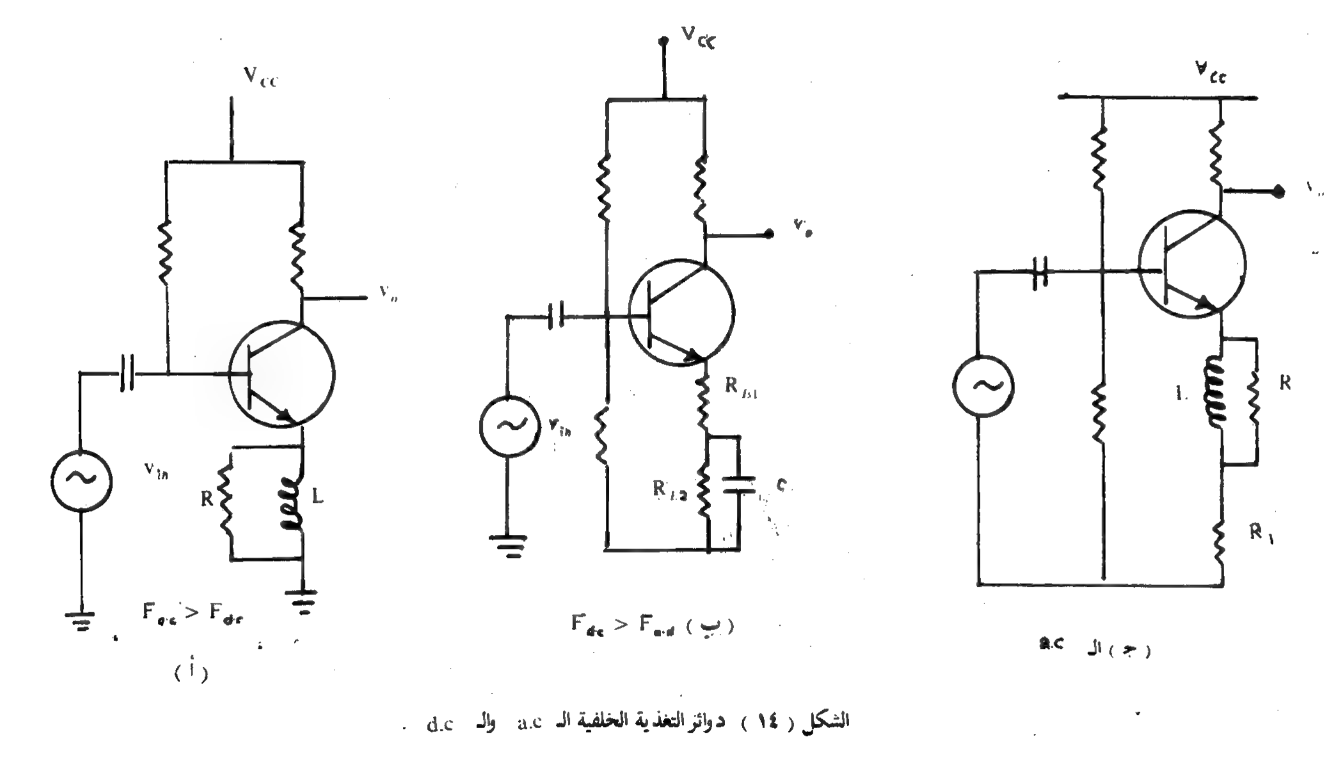
من جهة اخرى ، يلاحظ في الشكل (١١ ب) و (١٢ أ) ان الجهد المعاد يظهر

عند نقطة الباعث في كل الدائرتين ويكون بذلك على التوالي مع دائرة المدخل وعليه فان هذا النوع من التغذية . ان كان تياراً او جهداً . يدعى بالتغذية الخلفية المتواليـة series feedback وهو يعمل على زيادة ممانعة الادخال لدائرة المكبـر .

ومن الجدير بالذكر ان التغذية الخلفية بنوعيها الجهدي او التياري تكون على نوعين اما تغذية خلفية مستمرة dc feedback وأما تغذية خلفية متناوبة . وقد وجدنا ان النوع الاول يعمل على استقرارية نقطة عمل التشغيل للترانزستور عند التغيير في درجات الحرارة او معاملات الترانزستور او عند الاستبدال بينما يعمل الثاني على الاستقرارية في الكسب وزيادة عرض النطاق الترددي وتقليل التشويه وكذلك تغير قيم ممانعات الادخال والاخراج هذا وغالبا مايستعمل المكبر هذين النوعين من التغذية الخلفية وعندئذ يكون لكل منهما عامل التغذية الخلفية الخاص به ويوضح الشكلان (١٣) و(١٤) هذه الانواع .



الشكل (١٣) التغذية الخلفية الـ a.c والـ d.c



الشكل (١٤) دوائر التغذية الخلفية الـ a.c والـ d.c .

في الشكل (١٣ أ) لدينا كلا النوعين من التغذية الخلفية الـ d·c والـ a·c وكذلك لدينا ان $F_{a \cdot c} = F_{d \cdot c}$ بينما في الشكل (١٣ ب) لدينا التغذية الخلفية الـ d·c فقط حيث تقوم المتسعة بامرار كل الاشارة التي تظهر حول R_E الى الأرض .

من جهة اخرى في الشكل (١٤ أ) توجد تغذية خلفية متناوبة a.c بينما لاتوجد تغذية خلفية مستمرة d·c أما في الشكل (١٤ ب) فيوجد لدينا كلا النوعين الا ان $F_{d \cdot c} > F_{a \cdot c}$ والعكس صحيح بالنسبة للشكل (١٤ ج)

مثـال :-

اذا كان الـكسب في الجهد لمكبر ، من غير وجود التغذية الخلفية ، هو 20 dB فما قيمة عامل التغذية الخلفية اللازمة لخفض الـكسب – مع دارة التغذية الخلفية – الى 10 dB.

الحـل :-

لدينا من المعادلة (8) ان

$$A_V = \frac{A}{1 - \beta_f A}$$

اي أن

$$\left(\frac{A_V}{A} \right) = \left(\frac{1}{1 - \beta_f A} \right)$$

بعد أخذ اللوغارتم لـكلا الطرفين وضربهما بـ 20 نحصل

$$20 \log A_V - 20 \log A = -20 \log (1 - \beta_f A)$$

يمثل المقدار الذي على اليمين مقدار التغذية الخلفية ويساوي

$$10\text{ dB} = 20\text{ dB} - 10\text{ dB}$$

لذا فان

$$10\text{ dB} = -20 \log (1 - \beta_f A)$$

أو ان

$$-\frac{1}{2} = \log(1 - \beta_f A)$$

او ان

$$\log 0.317 = \log(1 - \beta_f A)$$

وبهذا فان

$$\beta_f A = 1 - 0.317 = 0.683$$

مثـال :-

اذا كان الكسب في الجهد المكبر – من غير التغذية الخلفية – هو 10 فما مقدار الكسب – مع التغذية الخلفية – اذا كانت $\beta = 0.1 -$.

الحـل –

على فرض ان

$$V_i = 1 \angle 0 = 1 + 0j$$

لذا فان

$$V_0 = 10 \angle 180 = -10 + j0$$

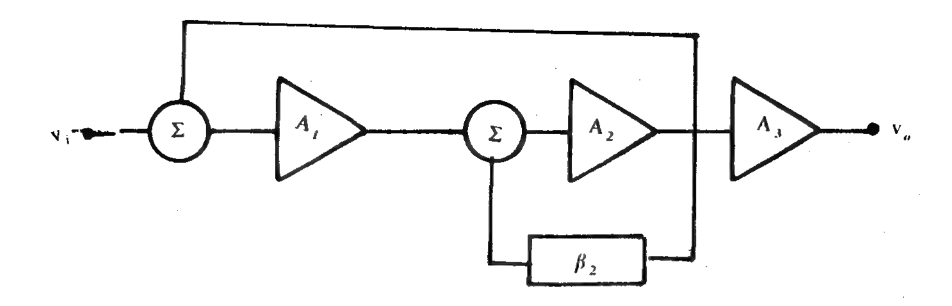
من المعادلة (8) نجد ان

$$A_V = \frac{10}{1 - (-0.1)(10)} = 5$$

وبهذا يقل الكسب في الجهد مع وجود التغذية الخلفية التي هي بالضرورة سالبة .

مثـال :-

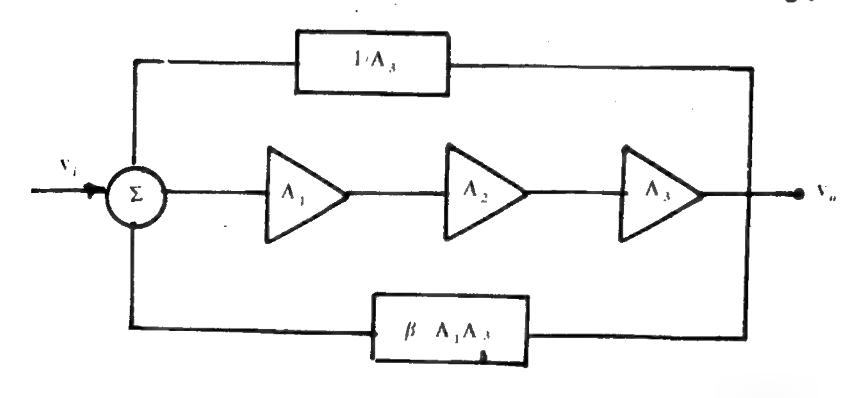
احسب الكسب الكلي للمنظومة ادناه



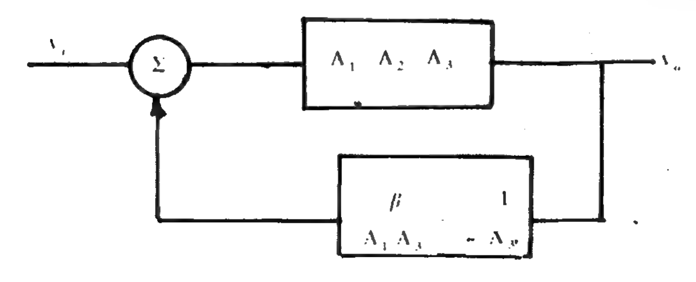
الحـل :-

لتسهيل الحل سنقوم بتحوير الدائرة ثم نحسب التحصيل الكلي

التحويل الاول :



التحوير الثاني :

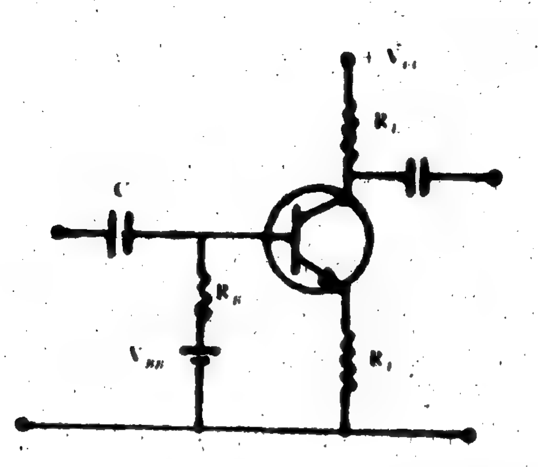


..بهذا فانه من الواضح ان التحصيل الكلي يصبح مساويا لـ

$$A_t = \frac{A_1 A_2 A_3}{1-(A_1 A_2)\left(\frac{A_3}{A_1}-1\right)}$$

مثال :-

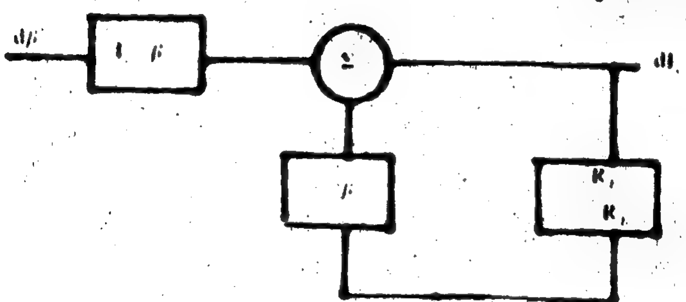
ارسم المنظومة التخطيطية التي تمثل الدائرة ادناه ثم احسب عامل الاستقرارية $\left(\frac{dI_c}{d\beta}\right)$



الحل :-

الرسم التخطيطي يكون بالصورة

لدينا في هذه الدائرة ان



$$I_c = \beta I_B$$

او ان

$$dI_c = d\beta\, I_B + \beta\, dI_B \quad \dots(1)$$

كذلك لدينا ان

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = I_B (R_B + R_E) + V_{BE} + I_c R_E$$

أو ان

$$0 = d I_B (R_B + R_E) + d I_C R_E$$

لذا فان

$$d I_B = - \frac{d I_C R_E}{(R_L + R_B)} \approx - d I_C \frac{R_L}{R_B} \quad (2)$$

وعند التعويض عن قيمة dB من المعادلة (1) في المعادلة (2) نحصل على

$$\frac{d I_C}{d\beta} = \frac{\frac{I_C}{\beta}}{1 + \beta (\beta_L / \beta_B)}$$

مثـال :-

في الدائرة الشكل (6) اذا كانت $R_2 = 98k\Omega$, $R_1 = 2 k\Omega$ واضيفت $R_L = 10 k\Omega$ فما

أ- كسب مقسم الجهد .

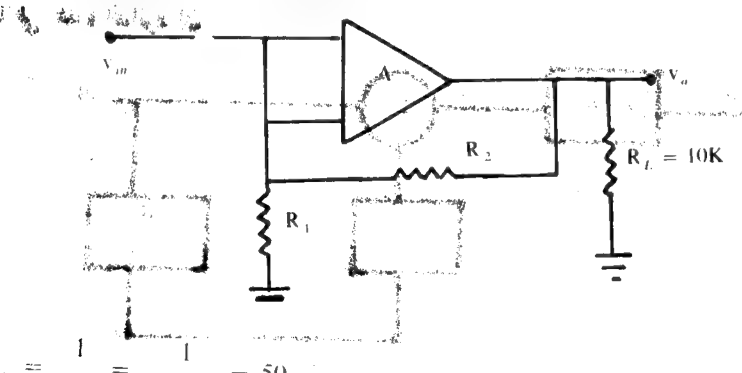
ب- كسب الدارة المغلقة .

جـ- فولتية الاخراج اذا كانت فولتية الادخال $v_{in} = 1$ mA .

د- فولتية التغذية الخلفية .

أ-

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{2000}{100.000} = 0.02$$



ب-

$$A_i = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0.02} = 50$$

جـ-

$$v_0 = A_i v_{in} = 50 \times 10 \text{ mV} = 500 \text{ mV}$$

د-

$$v_f = \beta v_0 = 0.02 \times 0.5 = 0.01$$

اسئلة ومسائل

1) ماالمقصود بالتغذية الخلفية وما انواعها ؟ وضح ذلك

2) ماالمقصود بكسب الجهد للدائرة المفتوحة ؟ اشرح ذلك

3) اشتق المعادلة (8) ثم بين معنى كل رمز فيها .

4) ماذا يعني كون معامل التغذية الخلفية $\beta_f A$ يساوي واحداً ؟ اشرح بالتفصيل

5) ماذا تمثل β_f ؟ وماذا يعني كونها سالبة اوموجبة اومساوية للصفر؟ وضح ذلك

6) وضح تأثير التغذية الخلفية على كل من

أ- الكسب الكلي للمكبر

ب- التشويه على الموجة الخارجة .

ج- ممانعتي الادخال والاخراج .

د- عرض النطاق الترددي .

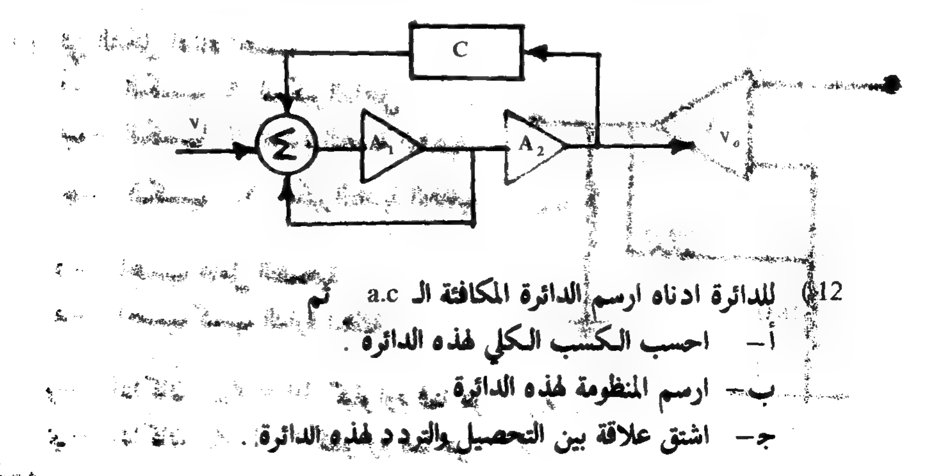
7) عدد أهم انواع التغذية الخلفية السالبة موضحا ذلك برسم الدوائر المناسبة مبيناً محاسن ومساوىء كل نوع .

8) هل يمكن لمكبر ترانزستور بمرحلتين ان يتذبذب ؟ وضح ذلك

9) تميل المكبرات ذات الكسب العالي الى التذبذب عند كون البطاريات المستخدمة معها قديمةوذلك لان المقاومة الداخلية لهذه البطاريات تزداد مع الاستعمال . هل هناك علاقة بين ظاهرة التذبذب وازدياد قيمة المقاومة الداخلية ؟ وضح ذلك .

10) اذكر ثلاثة أسباب توضح لماذا يتغيركسب المكبرمن غيرالتغذية الخلفية .

11) اختصر المنظومة ادناه ثم احسب الكسب التابع لها

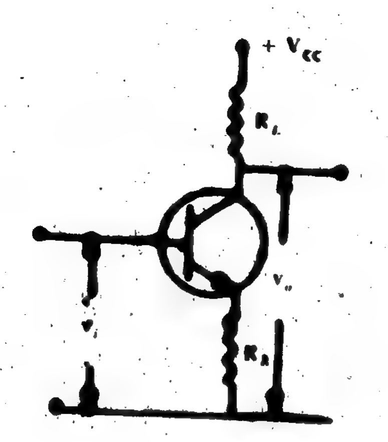


12) للدائرة ادناه ارسم الدائرة المكافئة الـ a.c ثم

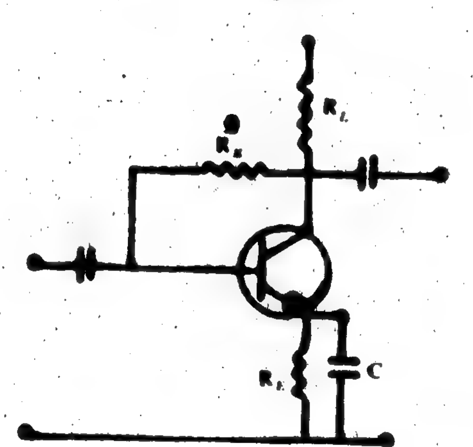
أ- احسب الكسب الكلي لهذه الدائرة .

ب- ارسم المنظومة لهذه الدائرة

ج- اشتق علاقة بين التحصيل والتردد لهذه الدائرة .



13) اعد السؤال (١٢) بالنسبة للدائرة ادناه .



14) في الشكل ادناه احسب

أ- الكسب A للمكبر الداخلي .

ب- الكسب β لدائرة التغذية الخلفية .

جـ- الكسب A_V لمكبر التغذية الخلفية .

د- احسب عامل التضحية .

هـ- احسب كسب الدارة المغلقة .



و- اذا كان $Z_{in} = 10$ كيلو اوم فما هو Z_{inf} .

ي- اذا كان $Z_o = 1$ كيلو اوم فما هو Z_{of} .

A
10K
49KΩ
1KΩ

الفصل الخامس عشر

المكبر التشغيلي

Operational Amplifier

المقدمة :-

يعدّ المكبر التشغيلي (operational amplifier اواختصار Op - Amp) مكبراً ذا تحصيل عال ($A \geq 10^5$) ويتم ربطه عادة ، الى الدوائر الاخرى – أما من طرف الادخال أو من طرف الاخراج – بشكل مباشر دون الحاجة الى استخدام طرق الربط الأخرى (اقران محولة .... الخ) ويمتاز المكبر التشغيلي بكثرة استعمالاته في مختلف الاجهزة والدوائر الالكترونية وذلك للاسباب الآتيـة :

1 - توفره بكثرة وبانواع مختلفة حيث يوجد منه في الوقت الحاضر مايقرب من 2000 نوع .

2 - صغر حجمه ورخص ثمنه وذلك لصناعته بطريقة الدوائر المتكاملة (IC)

3 - امكانية وسهولة التحكم بمقدار تحصيله عن طريق دائرة خارجية .

4 - يصمم عادة ليعمل مع دارات تغذية متنوعة .

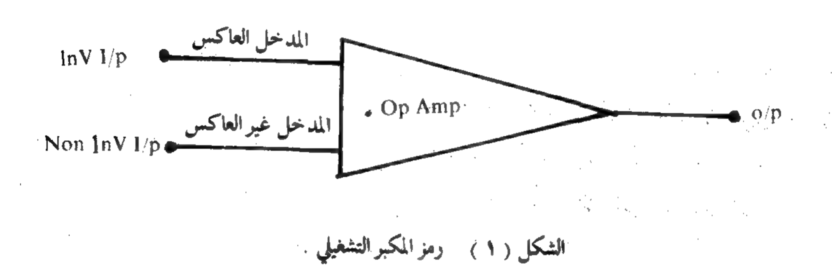
5 - امتلاكه لممانعة ادخال عالية جداً وممانعة اخراج واطئة جداً .

6 - عدم الحاجة الى استخدام المتسعات لربطه الى الدوائر الاخرى فضلاً عن استهلاكه الواطىء للقـدرة .

هذا وسنحاول في هذا الفصل التعرف على اهم خصائص المكبر التشغيلي ومجال استعمالاته في الدوائر العملية وسنبدأ بالتعرف اولاً على خصائص المكبر التشغيلي المثالي (ideal op - Amp)

2 – 15 المكبر التشغيلي المثالي Ideal Op - Amp :-

يرمز للمكبر التشغيلي عادة ، بالشكل (1) . يلاحظ في هذا الشكل وجود طرفي ادخال وطرف اخراج واحد ويسمى طرف الادخال ذو الاشارة السالبة بالمدخل العاكس او القالب (inverting input) وذلك لحصول اختلاف في الطور قدره 180 بين الاشارة الداخلة والخارجة عند استعماله . من جهة اخرى يطلق على طرف الادخال ذي الاشارة الموجبة بالمدخل غير العاكس (non-inverring input) وذلك لأن الاشارة الخارجة تكون في نفس طور الاشارة الداخلة ، وبهذا فان المكبر التشغيلي هو بالأساس مكبر تفاضلي (differential aplitier) يقوم بتكبير الفرق في الجهد بين المدخلين وغالبا مايتم ربط احد المدخلين الى الأرضية (يوضع عند الجهد صفر وبذلك يكون الفرق بين المدخلين هو جهد الاشارة الداخلة) .

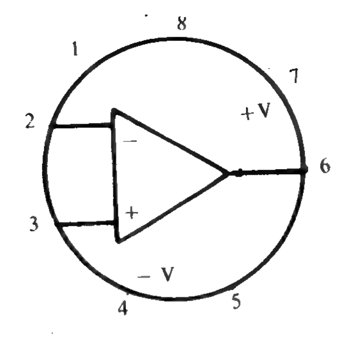


الشكل (١) رمز المكبر التشغيلي .

فضلاً عما ذكر اعلاه فان المكبر التشغيلي المثالي يمتاز بما يأتـي : –

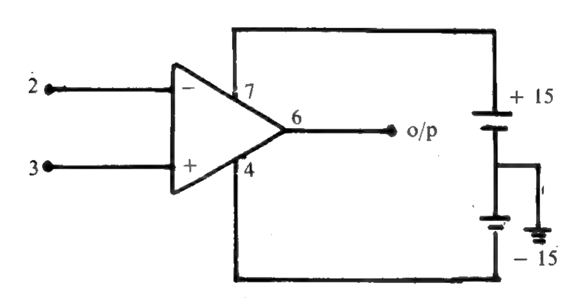
1 كسب في الجهد $A = \infty$
2 جهد اخراج يساوي صفراً عندما يكون $v_n = v_p$ (حيث يمثل v_n جهد المدخل السالب و v_p جهد المدخل الموجب) .
3. عرض نطاق تردد غير محدود .
4 ممانعة ادخال تصل الى مالانهاية وممانعة اخراج تقرب من الصفر وعلى الرغم من أن هذه الميزات تعد مثالية من الناحية العملية الا ان المكبرات التشغيلية المتوافرة فعلاً تمتلك مواصفات قريبة ومشابهة الى حد كبير لما جاء أعــلاه .

على أية حال . يستعان عند ربط المكبر التشغيلي الى مجهزات القدرة والدوائر الاخرى . بالشكل (٢) حيث تشير الارقام الى مواقع طرفي الادخال السالب والموجب



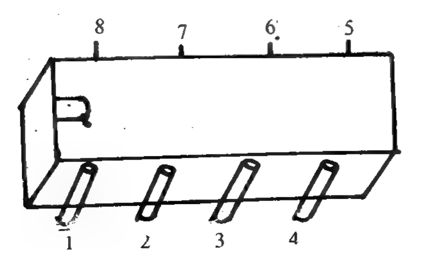
الشكل (٢)   المكبر التشغيلي مع الاطراف (الادخال . الاخراج . ومجهز القدرة ..)

وطرف الاخراج وكذلك ، الى مواقع ربط القطب الموجب والسالب لمجهزي القدرة الكهربائية المستمرة واللازمة لعمل المكبر – لاحظ الشكل (3) .



الشكل (٣)   طريقة ربط مجهزي القدرة الى المكبر.

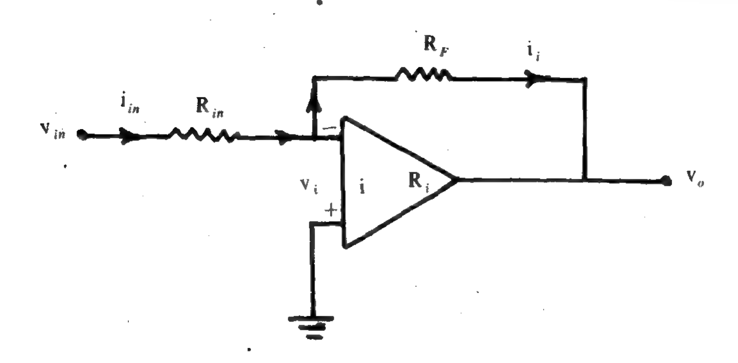
ومن الجدير بالذكر ان المكبرات التشغيلية توجد على هيئة رقاقة (chip) متكاملة تحتوي على ثمانية أطراف ويتم تعيين الارقام المذكورة اعلاه كما في الشكل (4) .



الشكل (٤)   الرقاقة المتكاملة للمكبر التشغيلي .

3 - 15 المكبر التشغيلي العاكس Inverting Op - Amp :-

يمثل الشكل (5) الدائرة الاساسية للمكبر التشغيلي العاكس ويلاحظ في هذه الدائرة ان المدخل لهذا المكبر هو المدخل السالب بينما ربط المدخل الموجب الى الارض كذلك يلاحظ وجود مقاومة التغذية الخلفيـة R_F والمقاومة R_{in} .



الشكل (٥) دائرة المكبر التشغيلي العاكس ..

ان وجود المقاومة R_F يعني وكما رأينا سابقاً ، الحصول على الاستقرارية في عمل المكبر وذلك بسبب من وجود التغذية الخلفية المتوازية للجهد عبر المقاومة R_F . ذلك انه معروف لدينا ان هذا النوع من التغذية الخلفية ليس له من تأثير على مقدار التحصيل للمكبر (A) ، حيث ان هذا الأخير يساوي النسبة بين جهد الاشارة الخارجة v_o الى جهد الاشارة v_i عند مدخل المكبر – انظر الشكل (5) – الا ان له تأثيراً – وكما سنرى – على مقدار التكبير لدائرة المكبر A_F ، اي على النسبة $\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)$

من معاينة الشكل (5) وعلى اعتبار ان المكبر هو مثالي ، نستطيع القول ان التيار الداخل (i_{in}) يساوي التيار الخارج i_F . اي ان

$$i_{in} = i_F \quad \ldots (1)$$

او ان

$$\frac{v_{in} - v_i}{R_{in}} = \frac{v_i - v_o}{R_F} \quad \ldots (2)$$

وحيث ان v_i هي صغيرة بالقياس الى كل من v_{in} و v_o وترتبط مع v_o بالعلاقة

$\left(\frac{v_o}{A}\right)$ ، لذا فان الحد الاول $\left(\frac{v_i}{R_{in}}\right)$ يصبح صغيراً جداً بحيث يمكن اهماله

كذلك هو الحال بالنسبة لـ $\frac{v_i}{R_F}$ وبالتالي فان المعادلة 2 تصبح كالآتي :-

$$\frac{v_{in}}{R_{in}} = \frac{-v_o}{R_F} \quad \ldots (3)$$

ومن معرفة ان

$$A_F = \frac{v_o}{v_{in}} \quad \ldots (4)$$

يصبح لدينا بعد التعويض في المعادلة (3) ان

$$A_F = -\frac{R_F}{R_{in}} \quad \ldots (5)$$

حيث تشير العلامة السالبة الى ان هناك فرقا في الطور قدره $180°$ بين الاشارة الداخلة والخارجة وعليه فانه يصبح بالامكان ، ومن استخدام المعادلة (5) ، التحكم بقيمة الكسب لدائرة المكبر التشغيلي العاكس عن طريق تغير النسب $\left(\frac{R_F}{R_{in}}\right)$

يمكن حساب ممانعة الادخال لدائرة المكبر التشغيلي - الشكل (5) عن طريق رسم الدائرة المكافئة لها والمبينة في الشكل (6) . في هذه الدائرة لدينا ان ممانعة الادخال (Z_{in}) تكون مساوية لـ

$$Z_{in} = R_1 + R_i \parallel r_f \quad \ldots (6)$$

حيث ان $\frac{v_i}{i_F} = r_f$ التي يتم حسابها من استخدام قانون كيرشوف للفولتية حيث لدينا

$$- v_i = i_F R_F + i_F R_o + A v_i \qquad \ldots (7)$$

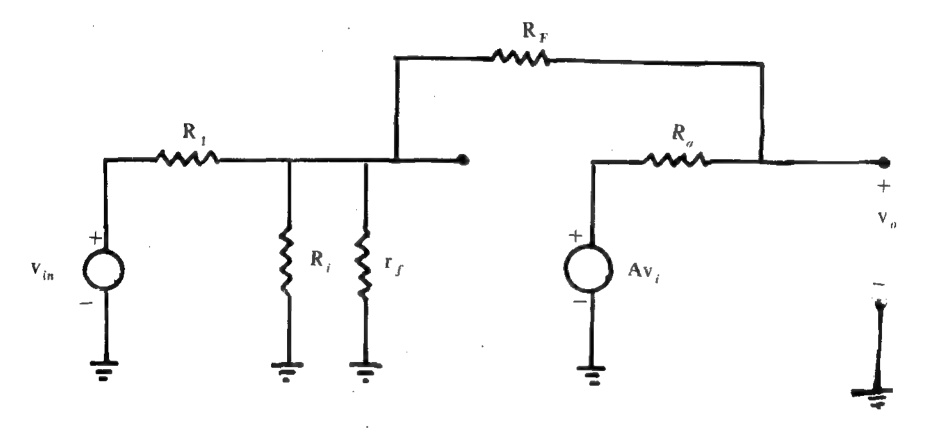
ومنها نجد ان

$$r_f = - \frac{v_i}{i_F} = \frac{R_F + R_0}{1 + A} \qquad \ldots (8)$$

وبهذا فان r_f تكون صغيرة وكذلك هو الحد $R_i // r_f$ في المعادلة (6) ومن ثم فان المعادلة (6) تختزل الى الصيغة البسيطة .

$$\boxed{Z_{1n} = R_1} \qquad \ldots (9)$$

ومن الجدير بالذكر انه بآلامكان حساب Z_{in} بطريقة بسيطة ، حيث انه معروف لدينا ان



الشكل (٦) الدائرة المكافئة للمكبر التشغيلي العاكس .

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \qquad \ldots (10)$$

كذلك لدينا – لاحظ الشكل (5) –

$$v_{in} = i_{in} R_1 - v_i \qquad \ldots (11)$$

وحيث ان v_i هي صغيرة جداً بحيث يمكن اهمالها ، لذا فانه يصبح لدينا

$$\frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 \quad \ldots (12)$$

ومن ثم يكون

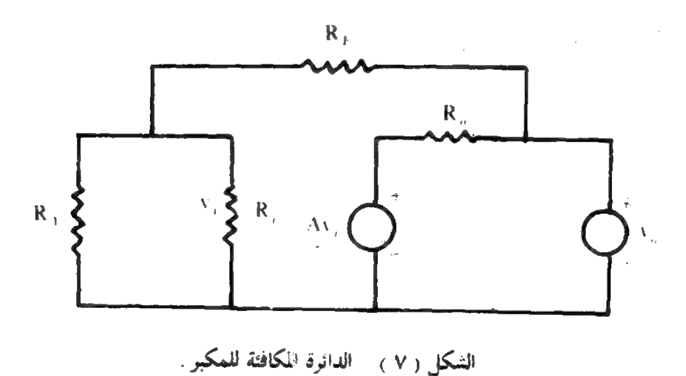
$$Z_{in} = R_1$$

وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها سابقا .

2 3 15 ممانعة الاخراج للمكبر العاكس

output impedance for inverting Amp :-

يمكن حساب ممانعة الاخراج لدائرة المكبر التشغيلي العاكس – الشكل (5) – عن طريق ادخال جهد اختيار عند طرف الاخراج . مع اعتبار v_{in} صفرا . ثم قياس التيار المار في هذه الدائرة – انظر الشكل (7) . لدينا ان ممانعة الاخراج (Z_0) تكون مساوية لـ



الشكل (٧) الدائرة المكافئة للمكبر .

$$Z_0 = \frac{v_0}{i_0} \quad \ldots (13)$$

حيث ان

$$i_0 = \frac{v_0 - A v_i}{R_0} + \frac{v_0}{R_1 + R_f} \quad \ldots (14)$$

كذلك لدينا ان

$$- v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_F} v_0 \quad \ldots (15)$$

وعند التعويض عن قيمة v_i في المعادلة (14) نحصل على

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{i_0}{v_0} = \frac{1 + R_1 A / (R_1 + R_F)}{R_0} + \frac{1}{R_1 + R_F} \quad \ldots (16)$$

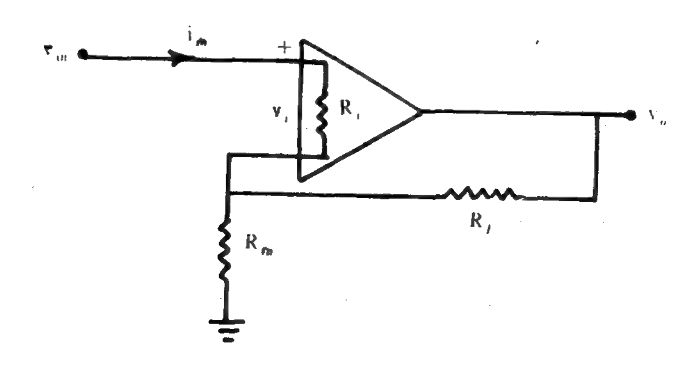
في اغلب الاحيان يكون $R_0 / (1 + A R_1 / (R_1 + R_F) << R_1 + R_F$
ومن ثم فان

$$Z_0 \approx \frac{R_0}{1 + R_1 A / (R_1 + R_2)} \quad \ldots (17)$$

4 - 15 المكبر التشغيلي غير العاكس

Non - Inrerting Op - Amp :-

سبق وان اشرنا في الجزء الاول الى امكانية استخدام المكبر التشغيلي للحصول على مكبر غير عاكس للاشارات الداخلة . هذا ويتم الحصول على هذا النوع عن طريق المكبر بالصورة المبينة في الشكل (8) . تم في هذه الدائرة تسليط الاشارة الداخلة الى المدخل الموجب بينما اعيد جزء من الاشارة الخارجة الى المدخل السالب .



الشكل (٨) دائرة المكبر غير العاكس .

يلاحظ في هذه الدائرة ان الجزء المعاد من جهد الاشارة الخارجة الى المدخل السالب يكون مساوياً لـ

$$v_{R_{in}} = \frac{v_0 \; R_{in}}{R_{in} + R_F} \qquad \ldots (18)$$

كذلك هو واضح ان

$$v_i = v_{in} - v_{R_1} \qquad \ldots (19)$$

وعند التعويض عن قيمة v_{Rin} – من المعادلة (18) – في المعادلة (19) نحصل على

$$v_i = v_{in} - \frac{R_{in}}{R_{in} + R_F} v_0 \qquad \ldots (20)$$

لدينا ان $v_0 = A\,v_i$ وان $v_0 = A_F\,v_{in}$ لذا فان

$$A_F = \frac{A}{1 + A\,R_{in}/(R_{in} + R_F)} \approx \frac{R_{in} + R_F}{R_{in}} \qquad \ldots (2)$$

او ان

$$\boxed{A_F = 1 + \frac{R_F}{R_{in}}} \qquad \ldots (22)$$

تشير المعادلة (22) الى ان التكبير موجب مما يدل على عدم وجود فرق في الطور بين الاشارة الداخلة والخارجة . كما يتضح من المعادلة اعلاه . ان التكبير في هذه الدائرة اما ان يكون مساويا للواحد او اكبر من الواحد

1 4 15 ممانعة الاخراج للمكبر التشغيلي غير العاكس :-

في الشكل (٧) نجد ان

$$i_{in} = \ldots \qquad \ldots (23)$$

لدينا ان $v_i = \frac{v_0}{A}$ ،

$$i_{in} = \frac{v_0}{A R_i} \quad \dots (24)$$

كذلك لدينا من المعادلة (22) ان

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) v_{in} \quad \dots (25)$$

لذا فان

$$i_{in} = \frac{1 + R_F / R_1}{A R_i} v_{in} \quad \dots (26)$$

لذا فان

$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_{in}} = \frac{A R_i}{1 + R_F / R_1} \quad \dots (27)$$

فعلى سبيل المثال اذا كانت $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 10\ k\Omega$, $R_i = 100\ k\Omega$, $A = 10^5$ فان Z_{in} سوف تساوي $1\ G\Omega = 10^9\Omega$ ، ومن ثم فانها كبيرة جداً .

2 ـ 4 ممانعة الاخراج للمكبر التشغيلي غير العاكس : –

بالامكان اتباع نفس الطريقة ، في المكبر العاكس : – اي الغاء v_{in} من دائرة الدخول واضافة v_0 الى دائرة الخروج ومن ثم حساب Z_0 من الدائرة المكافئة ، حيث ان

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1 + R_i A / (R_1 + R_F)}{R_0} + \frac{1}{R_1 + R_F} \quad \dots (28)$$

او ان

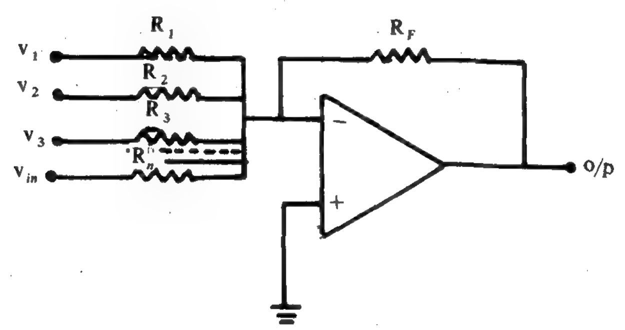
$$Z_0 \approx \frac{R_0}{A} \quad \dots (29)$$

5 – 15 استعمالات المكبر التشغيلي :- Applications of Op - Amp

سنحاول هنا ، التعرض باختصار لبعض الاستعمالات المهمة للمكبر التشغيلي تاركين ، لمن اراد الاستزادة ، الرجوع الى المصادرة المذكورة في اخر هذا الكتاب على اية حال سنبدأ باستعمالات المكبر العاكس .

1–5–15 دائرة الجمع: Sammung

بالامكان استخدام دائرة المكبر التشغيلي العاكس لجمع الجهود او الموجات وذلك من خلال ادخالها عبر عدد من المقاومات تربط جميعها الى مدخل المكبر السالب – الشكل (٩)



الشكل (9) دائرة المكبر التشغيلي الجامع للموجات

في هذه الدائرة يكون مجموع التيارات في R_1 و R_2 و R_3 مساوياً ، وكما ذكرنا ، الى التيار الكلي في R_F وذلك لان التيار لا يمر في R_i الى الارضية لكبر هذه المقاومة . اي ان

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} \dots + \frac{v_n}{R_n} = - \frac{v_0}{R_F} \qquad \dots (30)$$

او ان

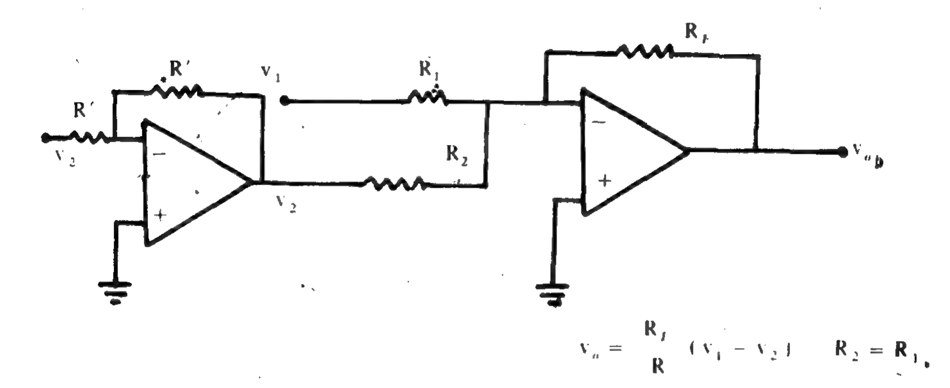
$$v_0 = - \frac{R_F}{R} (v_1 + v_2 + v_3 + \dots v_n) \qquad \dots (31)$$

على فرض ان $R_1 = R_2 = R_3 \ldots = R_n$ وتساوي R

وهكذا تكون الاشارة الخارجة مساوية الى مجموع الاشارات الداخلة مضروبة

بعامل التكبير $\frac{R_f}{R}$ الذي يمكن ان يأخذ اي قيمة .

الى جانب ما جاء اعلاه ، هناك امكانية تحوير الدائرة – الشكل (٩) – واستخدامها لطرح الموجات او الجهود بدلاً من جمعها ففي الشكل (10) يمكن ملاحظة ان v_2 سوف تكون اشارتها سالبة وعليه فان



الشكل (١٠) دائرة المكبر التشغيلي للطرح .

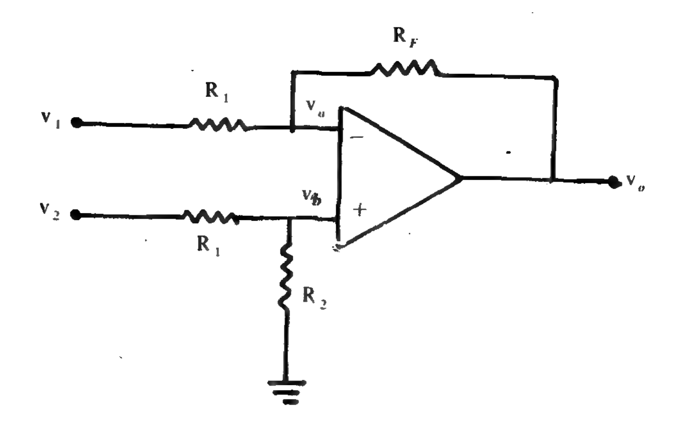
$$v_0 = \frac{-R_f}{R_1}(v_1 - v_2) \qquad \ldots (32)$$

حيث $R_2 = R_1$

ومن الجدير بالزكر . انه في حالة طرح موجتين فقط . فانه عادة مايستخدم لهذا الغرض دائرة المكبر التفاضلي الشكل (11) .

في هذه الدائرة لدينا ان

$$v_a = \frac{R_f}{R_1 + R_f} v_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} v_0 \qquad \ldots (33)$$



الشكل (١١) دائرة المكبر التفاضلي .

وا:

$$v_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 \qquad \dots (34)$$

لدينا ان

$$v_0 = -A(v_b - v_a) \qquad \dots (35)$$

وعند التعويض عن v_a ، v_b من المعادلتين (33) ، (34) نستطيع ان نحصل على

$$v_0 = \frac{R_F}{R_1}(v_2 - v_1) \qquad \dots (36)$$

وهي نفس المعادلة (32) اعلاه

2 5 15 دائـرة التكامـــل The integration circuit

بالامكان استخدام المكبر التشغيلي ـ للعمل على تكامل integratiorn الموجة الداخلة اذا ما استبدلت المقاومة R_f بمتسعة C – انظر الشكل (١٢) .

في هذه الدائرة لدينا ان

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_1} = i_c \quad \dots (37)$$

لدينا ان

$$i_c = \frac{dq}{dt} = -C \frac{d\,v_0}{dt} \quad \dots (38)$$

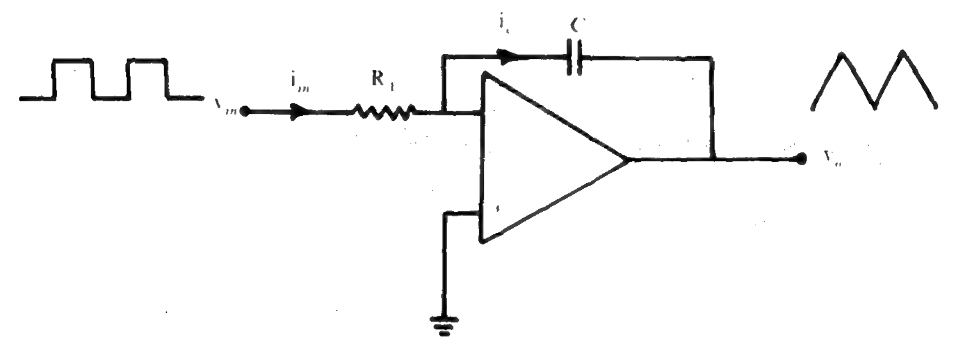
لذا فان

$$v_0 = -\frac{1}{C} \int i_c\, dt \quad \dots (39)$$

او ان

$$v_0 = -\frac{1}{RC} \int v_{in}\, dt \quad \dots (40)$$

يتضح من المعادلة (41) ان الاشارة الخارجة تكون موجة التكامل للموجة الداخلة – انظر شكل الموجتين الداخلة والخارجة في الشكل (١٢)



الشكل (١٢) دائرة التكامل .

3 5 15 دائـــرة التفاضـــل The differentiation circuit

اذا وضعت C بمكان R و R بمكان C – في الدائرة الشكل (١٢) – فان هذا سوف يغير من عمل دائرة المكبر من دائرة تكامل الى دائرة تفاضل – انظر الشكل (١٣)

$$i_c = \frac{dq}{dt} = C \frac{d v_i}{dt} \qquad \dots (41)$$

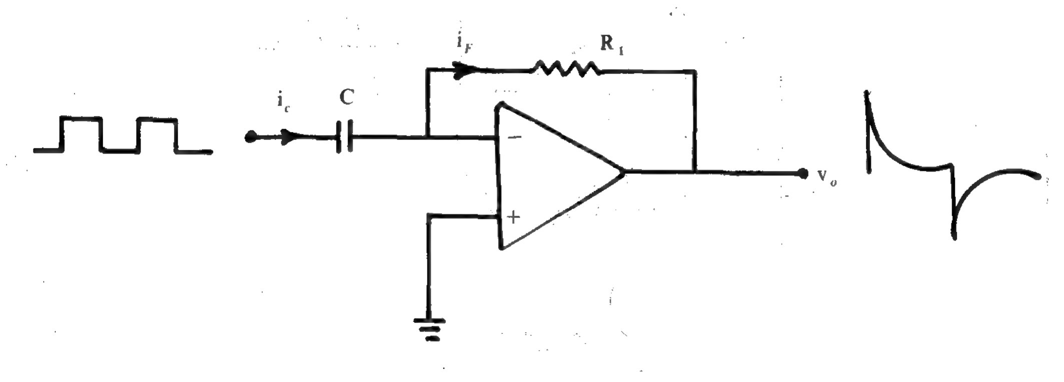
لدينا ان $i_F = i_C$ وبهذا فان

$$v_0 = - i_c R \qquad \dots (42)$$

وعليه فان

$$v_0 = - RC \frac{d v_i}{dt} \qquad \dots (43)$$

وبهذا فان الموجة الداخلة الى دائرة المكبر – الشكل (١٣) سوف يتم تفاضلها انظر شكل الموجتين عند الشكل (١٣) . لا بد من الاشارة ان تفاضل الموجات يحدث عند الترددات الواطئة بينما يحدث التكامل عند الترددات الاعلى .



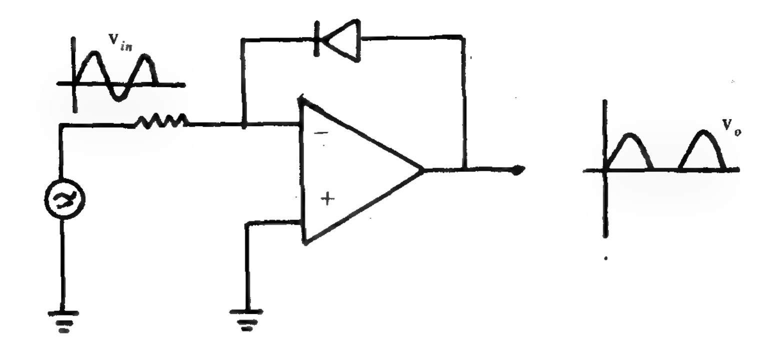
الشكل (١٣) دائرة التفاضل .

4 – 5 – 15 تطبيقـــات اخــرى للمكبــر العاكس

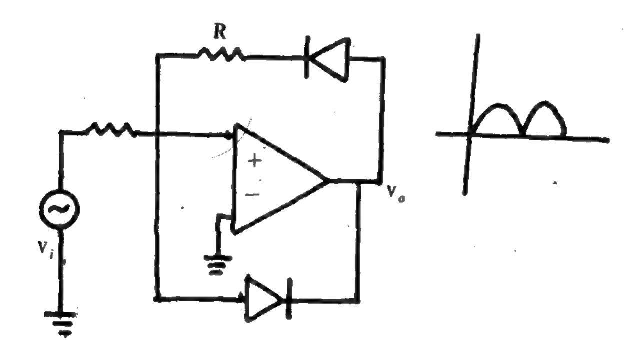
تكلمنا فيما تقدم عن بعض تطبيقات المكبر العاكس ومع ذلك فانه بقي هناك الكثير منها . وفيما يأتي بعض منها وباختصار

أ – مقوم نصف الموجة

بالامكان استخدام المكبر العاكس لتقويم الموجات عند ربطه كما في الشكل (١٤ أ). وكذلك يمكن استعماله كمقوم موجة كاملة عند ربطه كما في الشكل (١٤ ب)



(أ) المقوم النصفي للموجات



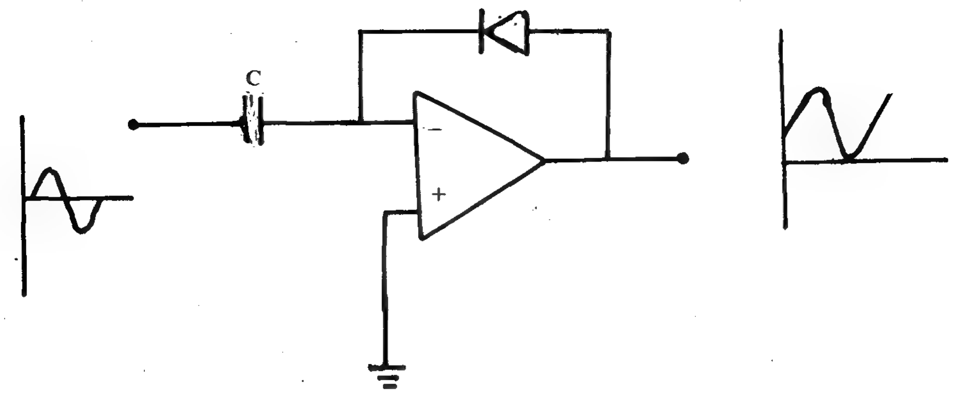
(ب) المقوم الكامل للموجات

الشكل (١٤) دائرتا المقوم النصف والكامل للموجات .

وهي نفس المعادلة (32) اعلاه .

ب – كدائرة الزام clanping circuit

يوضح الشكل (١٥) دائرة المكبر العاكس عند استعمالها كدائرة الزام الموجات عند مستوى الصفر



الشكل (١٥) دائرة الالزام .

5 – 5 – 15 استعمالات المكبر غير العاكس

يمتاز المكبر غير العاكس كما رأينا ، بممانعة ادخال عالية جداً لذا فان اهم استعمالاته ، تكمن في توظيف هذه الميزة للحصول على :

أ – تابع الجهد voltage follower

ويسمى احيانا بالمصد buffer وذلك لأنه يستعمل لنقل الاشارة – مثلا – من دائرة ذات ممانعة اخراج عالية الى دائرة ذات ممانعة ادخال واطئة وهو بذلك يحافظ على قيمة الموجة من الضياع بسبب من الاختلاف في ممانعتي الاخراج والادخال للدائرتين المذكورتين أعلاه

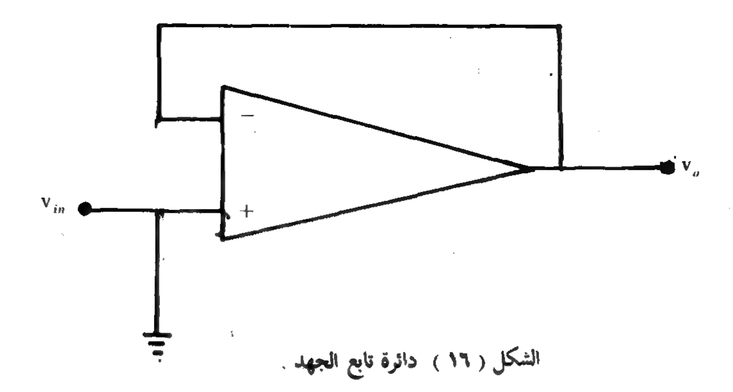
يمثل الشكل (١٦) دائرة تابع الجهد ويلاحظ ان التحصيل في الجهد لهذه

$$Z_{in} = A R_i \qquad \ldots (44)$$

الدائرة يساوي واحد ويمكن البرهنة على ان Z_0 لهذه الدائرة تساوي

$$Z_0 = \frac{R_0}{A} \qquad \ldots (45)$$

وان ممانعة الاخراج Z_0 تساوي

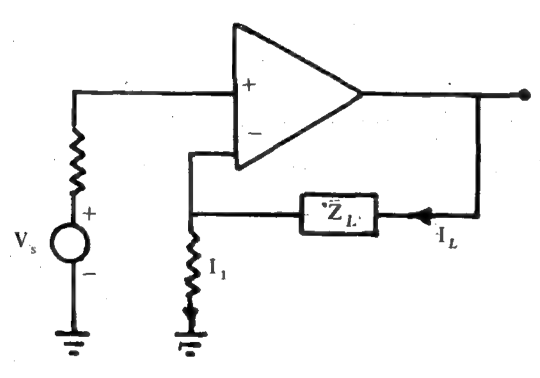


الشكل (١٦) دائرة تابع الجهد .

ب - محـول الجهـد الى تيـار voltage to current convertes

يبين الشكل (١٧) دائرة يستخدم فيها المكبر غير العاكس لتحويل الجهد المسلط على مدخله (V_S) الى تيار I_L ، حيث ان

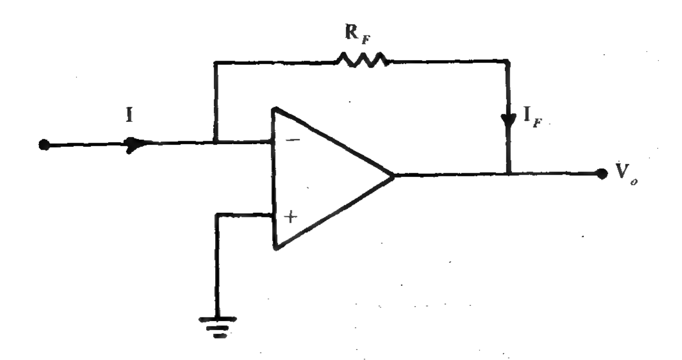
$$I_L = I_1 = \frac{V_S}{R_L}$$



الشكل (١٧) دائرة تحويل الجهد الى تيار .

من جهة اخرى يمكن تحويل التيار الى جهد ولكن عن طريق استعمال المكبر العاكس - الشكل (١٨)

$$V_0 = I_F R_F$$



الشكل (١٨) دائرة تحويل التيار الى جهد .

مثـــال : –

احسب v_i , v_0 لكل من الحالات الآتية :

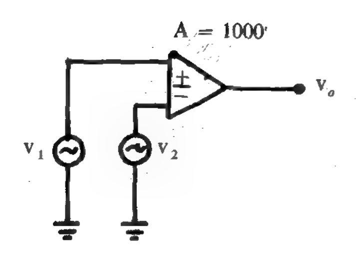
$v_1 = 100\ mv$

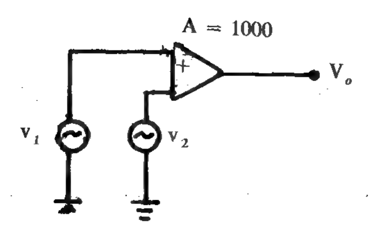
$v_2 = 90\ mv$

ب –

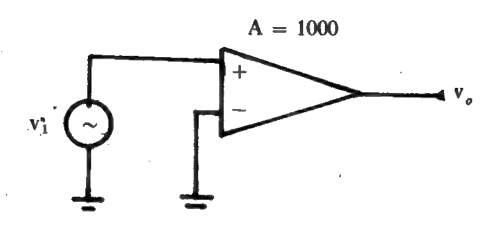
$v_1 = 12.09\ v$

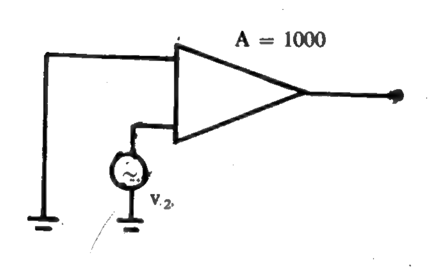
$v_2 = 12.1\ v$





$v_1 = 10 \text{ mv}$
$v_2 = 0$
$v_1 = 0$
$v_2 = 10 \text{ mv}$





الحــل : −

أ − $v_i = v_1 - v_2 = 100 - 90 = 10 \text{ mv}$
$v_o = Av_i = 1000 \times 10 = 10 \text{ V}$

ب − $v_i = 12{\cdot}09 \rightarrow 12{\cdot}1 = -0{\cdot}01 \text{ V}$
$v_o = Av_i = 1000 \times (-0{\cdot}01) = -10 \text{ V}$

جـ − $v_i = 10 \text{ mv}$
$v_o = 10 \text{ V}$

د − $v_i = -10 \text{ mV}$
$v_o = -10\text{V}$

مثــال : −

في الدائرة ادناه احسب v_o اذا كانت $v_{in} = 120 \text{ mV}$ و $A_f = 20$

الحـــل : -

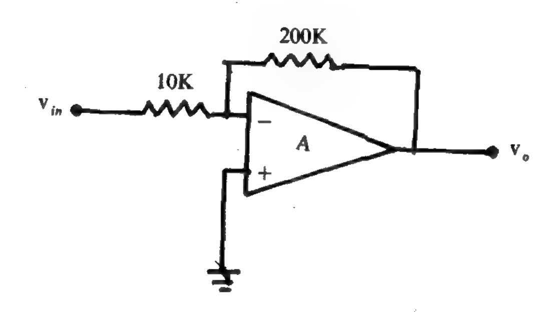
لدينا ان

$$A_f = \frac{R_F}{R_1} = \frac{v_o}{v_{in}}$$

او ان

$$20 = \frac{v_o}{120 \text{ mv}}$$

$$v_o = 2{\cdot}4 \text{ V}$$



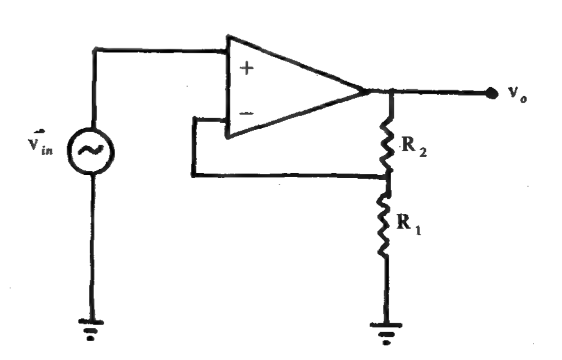
مثـــال : -

في الدائرة ادناه احسب اولاً كلا R_1 , R_2 اذا كان $v_{in} = 2V$, $A_f = 50$

الحـــل : -

في الدائرة ادناه لدينا

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{in}$$



اوْ ان

$$A = \frac{v_o}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

على فرض ان $R_2 = 500\ K\Omega$ يكون لدينا

$$50 = 1 + \frac{500}{R_1}$$

او ان

$$R_1 = 10{\cdot}2\ K\Omega$$

مثـــال : -

اذا كان $A = 10^5$ لمكبر تابع الفولتية فاحسب v_i, v_o اذا كان $v_{in} = 2v$

الحـــل : -

لدينا ان

$$v_o = A_f\, v_{in}$$

او ان

$$v_o = v_{in}\left(\frac{A}{1 + A}\right)$$

$$= 2\left(\frac{10^5}{1 + 10^5}\right) \approx 2V$$

لدينا ان

$$v_i = \frac{v_o}{A} = \frac{2}{10^5} = 20\ \mu V$$

مثـــال : -

اذا كانت $\beta = 0{\cdot}01$ في دائرة مكبر عاكس فاحسب v_o اذا علمت ان $v_{in} = 10\ mv\ , A = 10^5$

الحـل : -

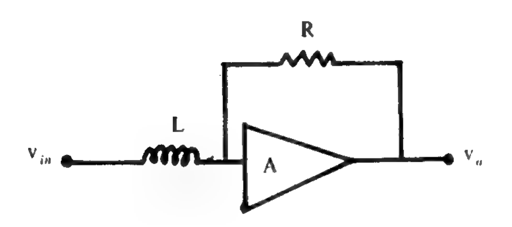
لدينا ان

$$v_o = A_f \, v_{in} = \left(\frac{A}{1 + \beta A} \right) v_{in}$$

$$= \left(\frac{10^5}{1 + 0{\cdot}01 \times 10^5} \right) 10 \text{ mv} = 1 \text{ v}$$

اسئلة ومسائل

1) ما المكبر التشغيلي ؟ وما أهم مميزاته ؟
2) يعد المكبر التشغيلي مكبراً تفاضلياً . وضح ما المقصود بذلك .
3) اذكر أهم خصائص المكبر التشغيلي المثالي
4) اشرح بالتفصيل وظيفة المقاومة R_F في الدائرة – الشكل (٥) –
5) لماذا لا يعتمد الكسب لدائرة المكبر التشغيلي على كسب المكبر التشغيلي المستخدم .
6) عند اشتقاق معادلة الكسب للمكبر التشغيلي ما القيم المفروضة لكل من v_i , i_1 .
ولماذا ؟
7) ما تابع الفولتية ؟ وكيف يعمل .
8) برهن على ان $v_o = v_{in}$ في دائرة تابع الفولتية .
9) اشتق المعادلة الخاصة بالدائرة ادناه



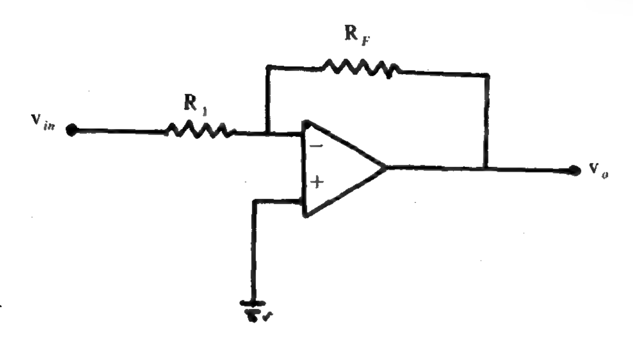
10) اكتب معادلة الكسب في الفولتية للمكبر التشغيلي العاكس
11) اشتق المعادلة الخاصة بممانعة الادخال بالمكبر العاكس
12) اشتق المعادلة (17) ثم بين معناها
13) لماذا يقترض ان تكون Z_{in} في المكبر التشغيلي . كبيرة و Z_o صغيرة ؟ وضح بالتفصيل .
14) قارن بين المكبر التشغيلي العاكس وغير العاكس من حيث :

أ – الكسب في الفولتية
ب – ممانعة ادخال
جـ – ممانعة الادخال
د – الاستعمال

15) اشرح كيف تعمل دائرة الجمع وبين امكانية استخدامها في عملية الطرح ايضا .
16) قارن بين دائرتي التفاضل والتكامل من كافة الجوانب

17) صمم مرشح الذبذبات – واطئة مع كسب قدرة 46 dB وتردد قطع قدره 1KΩ

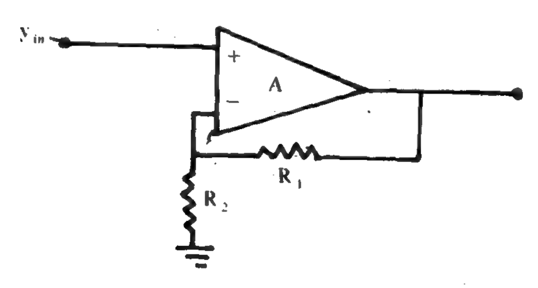
18) في الدائرة ادناه اذا كان $R_1 = 1K , A = 12000$ جد R_F اذا كان الكسب 25 dB



19) اذا كانت $R_F = 0.5\ M\Omega , R_1 = 0.1\ M\Omega , A = 8 \times 10^4 , v_{in} = 40\ mV$ في الدائرة – السؤال 18 – فاحسب v_i

20) جد v_o لمكبر غير عاكس مع $R_F = 240000 , R_1 = 30000 , v_{in} = 3.5\ mv$ ، $A = 5 \times 10^4$

21) في الدائرة ادناه لدينا $R_2 = 25000\ \Omega, R_1\ 125000\ \Omega , v_{in} = -1V$ ، $A = 10^5$. احسب كلا من v_o و v_i .



22) اذا كان $R_2 = 1K , R_1 = 0.5\ M\Omega , A = 50000$ للدائرة في السؤال (٢١) فاحسب

أ – تكبير الدائرة المغلقة

ب – β

جـ – v_i لـ $v_{in} = 1V$

الفصل السادس عشر

المذبذبات الجيبية

Sinusoidal Oscillators

16 - 1 المقدمة

تعرف المذبذبات بانها دوائر الكترونية تقوم بتوليد اشارات التيار المتناوب ذات الأشكال الموجية المختلفة ذاتيا – اي دون الحاجة الى اشارة ادخال – وفي مدى من الترددات تمتد من الترددات المسموعة (20 الى 20000 هرتز) مرورا بالترددات الراديوية (100 كيلوهرتز الى 30 ميكاهرتز) حتى اقصى مدى للترددات العالية.

ان توليد الاشارات يجب ان لا يفهم على انه خلق للطاقة وانما هو في الحقيقة تحويل للقدرة المستمرة المجهزة بوساطة مصدر القدرة المستمرة المستخدم مع المذبذب الى قدرة متناوبة ذات خصائص مرغوبة من حيث السعة والتردد .

وعلى الرغم من ان الاشارات المتولدة تشترك في كونها دورية : تعيد نفسها بانتظام في فترات زمنية متساوية . الا ان اشكالها الموجية تكون اما جيبية ويدعى المولد عندئذ بالمذبذب الجيبي (sinusoidal oscillator) واما ان تكون الاشارة الناتجة مربعة ويدعى المولد حينذاك بمذبذب الموجات المربعة (square wave oscillator) او بمتعدد الاهتزازات (multivibrator) التي سيتم التعرض لها في الفصل اللاحق بينما سنقوم هنا بالتعرف على النوع الاول من هذه المذبذبات .

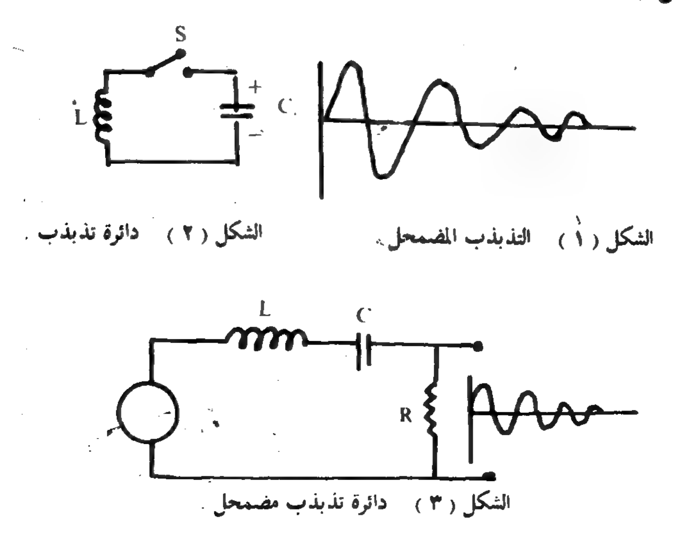
من الجدير بالذكر ان المذبذبات تستخدم بشكل كبير في اجهزة الراديو والتلفزيون والرادار والحاسبات الالكترونية وغيرها وكذلك في توليد الموجات ذات الترددات العالية بقصد استعمالها في تحميل الموجات . لذا فانه يصبح من الضروري ان تكون

سعة الموجات المتولدة وكذلك ترددها غير متغيرة مع الزمن . ولعل اكثر الاشياء ضرورة لعمل المذبذب بشكل مرضي هو الاستقرارية او الثبوتية في تردد الموجة المتولدة عند القيمة المطلوبة . كذلك يجب العمل على زيادة كفاءة المذبذب من خلال زيادة النسبة بين قدرة الموجة المتولدة الى القدرة المستمرة اللازمة لعمل المذبذب .

16 - 2 انواع التذبذب الجيبي :- Types of Sinusoidal Oscillations

ينقسم التذبذب الكهربائي الجيبي قسمين رئيسين هما : -

أ - التذبذب المضمحل damped oscillations : - هو ذلك النوع من التذبذب الجيبي الذي تقل سعة ذبذبته مع الزمن - انظر الشكل (١) الذي يمثل الشكل الموجي للتذبذب الكهربائي المضمحل . من الواضح ان الجهاز الكهربائي المولد لهذا النوع من التذبذب يحتوي على عنصر يسبب ضياع الطاقة ومن ثم فان فقدان الطاقة يحدث مع كل ذبذبة كذلك فان هذا الفقدان في الطاقة لايتم تعويضه وبهذا فان النقصان في سعة الذبذبة يحدث تدريجياً ، يبين الشكل (٢) الدائرة اللازمة لحدوث مثل هذا النوع من التذبذب عن فرض ان المتسعة C هي مشحونة بالاساس وان المفتاح (s) يتم غلقه وفتحه بصوره منتظمة هذا ويمكن الحصول على نفس النتيجة من دون الحاجة الى متسعة مشحونة او استعمال المفتاح (s) ، عند تسليط موجة مربعة على دائرة C، L ، R مربوطة على التوالي واخذ الموجة الناتجة على المقاومة انظر الشكل (٣) .



الشكل (٢) دائرة تذبذب .

الشكل (١) التذبذب المضمحل .

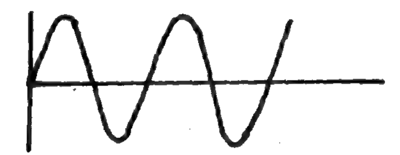
الشكل (٣) دائرة تذبذب مضمحل .

ومن الجدير بالذكر ان تردد التذبذب يبقى ثابتاً حيث ان التردد يعتمد على ثوابت خاصة بالدائرة الكهربائية ويكون مساويا في هذه الحالة ، لـ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \ldots (1)$$

ب - التذبذب الجيبي غير المضمحل undamped oscillation : -

هو ذلك النوع من التذبذب الجيبي الذي لا تتغير سعته مع التذبذب او بعبارة اخرى ثبوت سعة التذبذب مع الزمن - انظر الشكل (٤) - الذي يمثل الشكل الموجي للتذبذب الكهربائي غير المضمحل .



الشكل (٤) التذبذب الجيبي غير المضمحل .

يحدث هذا النوع من التذبذب بنفس الطريقة التي يحدث بها التذبذب المضمحل مع فارق واحد ان هناك تعويض دائماً للطاقة الضائعة بسبب من مرور التيار في المقاومة المرافقة لكل من المتسعة والملف في الدائرة الشكل (٢) . كذلك فان تردد الموجة الناتجة يكون هو التردد في المعادلة (١) .

3 16 شروط التذبذب

رأينا فيما سبق - الفصل (١٥) - انه بالامكان جعل المكبر يصل الى حالة التذبذب عندما تكون التغذية الخلفية المستخدمة مع دائرة المكبر . من النوع الموجب . وبهذا فانه يصح التكلم عن المذبذب باعتباره مكونا من مكبر مع دائرة تغذية خلفية موجبة - انظر الشكل (٥) . حيث نلاحظ دائرة المكبر A مع دائرة التغذية الخلفية التي تقوم بتجهيز مدخل المكبر بجهد الادخال اللازم بحيث ان

$$v_f = v_i = \beta v_o = + A\beta v_i \quad \ldots (2)$$

او ان

$$v_i\ (1 - \beta A) = 0 \qquad \dots (3)$$

وحيث ان v_i لا يساوي صفراً في حالة وجود v_o لذا فان

$$1 - \beta A = 0 \qquad \dots (4)$$

او ان

$$\boxed{\beta A = 1} \qquad \dots (5b)$$

ان تحقق الشرط اعلاه ، المعادلة (٥/ – في دائرة المكبر عن طريق التغذية الخلفية الموجبة يعني ظهور التذبذب التلقائي في هذه الدائرة سواء اكانت اشارة الادخال موجودة اوغير موجودة . وعندئذ تدعى الدائرة بدائرة المذبذب .

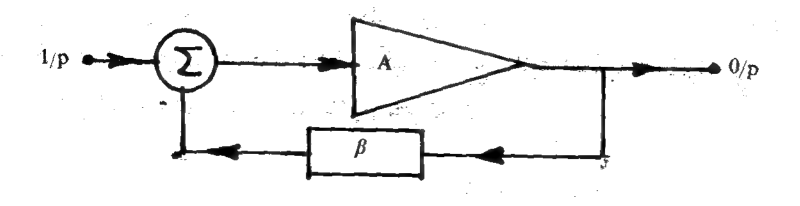
على اية حال تعامل الكمية βA ، عند تحليل دائرة المذبذب ، على انها كمية معقدة complex quantity او بعبارة اخرى انها تمتلك مقداراً واتجاهاً وتكتب بالصيغة الآتية :

$$\beta A = 1 + j0 \qquad \dots (6)$$

وبهذا يتضح لنا ان الشرطين الاساسين واللازمين لظهور التذبذب هما :

1- ان قيمة عامل التغذية الخلفية $\beta A = 1$

2- ان محصلة الأزاحة الطورية للاشارة الداخلة تساوي $2n\pi$ حيث ان n عدد صحيح ويساوي 0, 1, 2, 3 ....



الشكل (٥) مكبر التغذية الخلفية .

ومن الجدير بالذكر ان تحقيق الشرط الاول مرهون بتحقق الشرط الثاني وهو ان كون الاشارة المعادة في نفس طور الاشارة الداخلة سيؤدي بالتالي الى زيادة العامل βA وبسرعة الى الحد الذي يمكن ان تصبح اكبر من واحد . في هذه الحالة تكون الموجة الناتجة غير موحدة الخواص (non monochromatic) وانها اقرب شكلا الى الموجة المربعة منها الى الموجة الجيبية .

ان الزيادة في βA على اية حال لن تستمر وذلك لأن خاصية عدم الخطية المرافقة لمنحنيات المكبر ، سوف تعمل على تحديد قيمة βA بحيث تصل بالضبط الى الواحد ويحدث ، بالتالي التذبذب الجيبي .

على اية حال ، سنقوم هنا بالتعرض لنوعين من المذبذبات الجيبية هما : مذبذبات مقاومة – متسعة ومذبذبات ملف متسعة وما يلزمها من دوائر تغذية خلفية وما يتطلبها من تكبير وطريقة عمل كل منهما واوجه الاختلاف والتشابه بينهما .

16 – 4 مذبذبات مقاومة – متسعة :- RC Osillators

يوجد هذا النوع من المذبذبات بأشكال مختلفة على الرغم من ان اساس عملها واحد : وهو تكبير اشارات الضوضاء المتولدة في دوائر التغذية الخلفية التابعة لها (دوائر الـ RC) لمرات عديدة عن طريق التغذية الخلفية الموجبة الا انها تختلف عن بعضها الآخر في :

عدد دوائر الـ RC المستعملة معها
مقدار التكبير في الاشارة اللازم لحدوث التذبذب
مقدار الازاحة الطورية للاشارة المعادة .

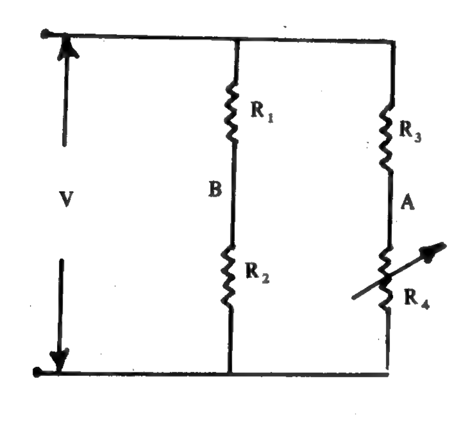
بناءً عليه ، سيتم شرح نوعين من مذبذبات الـ RC هما : مذبذب قنطرة –فين ومذبذب زحزحة الطور وعلى اساس من هذه النقاط الثلاث المذكورة اعلاه .

16 - 4 - 1 مذبذب قنطرة – فين Wien-bridge oscillator

يعد مذبذب قنطرة فين من المذبذبات الكثيرة الاستعمال وذلك لامكانية الحصول على مدى عال من الترددات يمتد من حوالي 5 هرتز الى 1 ميكاهرتز وكذلك سهولة

الحصول على ترددات مختلفة ، ويوجد في المختبر على هيئة جهاز يدعى بمولد الاشارات (signal generator) .

قبل شرح عمل مذبذب قنطرة – فين لا بد لنا من شرح عمل قنطرة – فين لنتعرف على عمله كمذبذب في الدائرة – الشكل (٦) – اذا كانت $R_2 = R_1$ ووضعت المقاومة المتغيرة R_4 بحيث تساوي R_3 فاننا سوف نحصل على حالة التوازن . اي ان الجهد عند النقطة A سوف يساوي ذلك الذي عند النقطة B ، اي ان $V_B - V_A = V_{AB}$ وتساوي صفراً



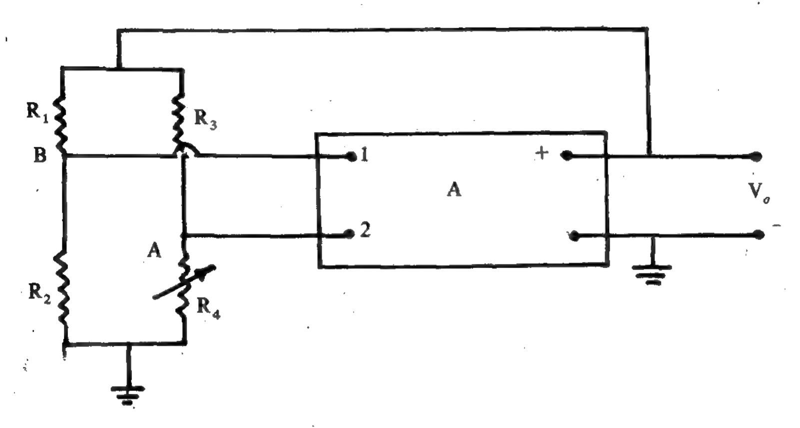
الشكل (٦) قنطرة مقاومات .

من جهة اخرى ، اذا كانت R_4 لا تساوي R_3 فان القنطرة لن تكون متوازنة ويكون لدينا احدى حالتين : –

١ – اذا كانت R_4 اصغر من R_3 فان الجهد V_B سوف يكون اكبر من الجهد V_A . وبالتالي فان الجهد الخارج V_{AB} سيكون في نفس طور الجهد الداخل V_{OC} وذلك لانهما يعملان في نفس الاتجاه .

٢ – اذا كانت R_4 اكبر من R_3 فان الجهد V_B سوف يكون اصغر من الجهد V_A وبذلك فان اتجاه الجهد الخارج V_{AB} سوف يكون بعكس اتجاه الجهد الداخل V_{OC} ويختلف عنه بزاوية طور قدرها $180°$.

الآن اذا ماربطت هذه القنطرة الى مكبر بمرحلتين حيث ان الاشارة الخارجة تكون في نفس طور الاشارة الداخلة ، واريد لهذه الدائرة ان تعمل كمذبذب من خلال استخدام التغذية الخلفية الموجبة – انظر الشكل (٧) – فانه من المعلوم ان التذبذب لن يحصل اذا كان V_A يساوي V_B ذلك لأن الجهد الداخل يساوي صفراً . كذلك لا يحدث التذبذب اذا كانت R_4 اكبر من R_3 وذلك لان الجهد الداخل V_{AB} سوف يطرح بعد التكبير ، من الجهد الداخل V_{OC} لأنهما يختلفان بالطور بـ $180°$ وبذلك يضمحل الجهد الداخل V_{AB} لانه يعتمد في قيمته بالاساس على قيمة V_{OC} .



الشكل (٧) مكبر مربوط الى قنطرة مقاومات .

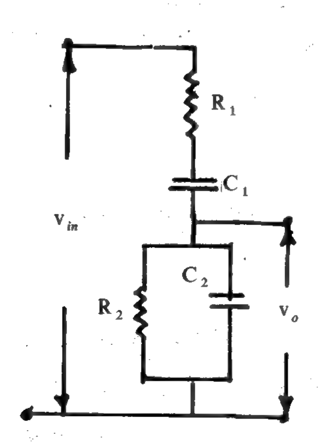
على اية حال ، يحدث التذبذب فقط في حالة كون V_{AB} في نفس طور الجهد V_{OC} وكان هذا الجهد الداخل (V_{AB}) كبيراً . اي اذا كانت حالة عدم التوازن كبيرة ، وذلك لتحقق شرطي التذبذب : التغذية الخلفية الموجبة والتكبير الكافي في الدائرة اعلاه .

على الرغم من امكانية تحقق شرطي التذبذب في الدائرة اعلاه الا ان نوعا من التساؤل يبقى : ماتردد الاشارة الخارجة مثلا ؟ وهل ان حجم هذه الاشارة يبقى ثابتاً مع تغير التردد ؟

ان الاجابة عن السؤال الأخير هو مباشر ويمكن الحصول على موجة ذات سعة

ثابتة باستخدام مقاومة متغيرة ذاتيا – بدلا من R_4 – اي تقل بنقصان الجهد V_{AB} وتزداد بزيادتها . أو بعبارة اخرى عندما يزداد جهد الاشارة الخارجة فان الجهد حول هذه المقاومة الجديدة سوف يزداد وتزداد تبعاً لذلك مقاومتها وتصل القنطرة عندئذ قريباً من حالة التعادل وبذلك يقل جهد الاشارة الخارجة من جهة اخرى ، اذا كان جهد الاشارة الخارجة صغيراً فان الجهد حول هذه المقاومة سيكون صغيراً هو الآخر وبذلك تقل قيمتها مما يجعل الفرق في الجهد V_{AB} كبيراً فيزداد لذلك حجم الاشارة الخارجة . هذا النوع من المقاومات يمكن ان يكون على هيئة مصباح كهربائي وبالتالي يصبح من الممكن الاستعاضة عن R_4 بمصباح يعمل على تثبيت حجم الاشارة الخارجة .

واذا ما اريد لهذه الدائرة ان تذبذب عند تردد معين فان قنطرة المقاومات – الشكل (٦) – يجب ان تستبدل بقنطرة اخرى – انظر الشكل (٨) وبهذا فان دائرة مكبر قنطرة فين تكون في الشكل (٩) .

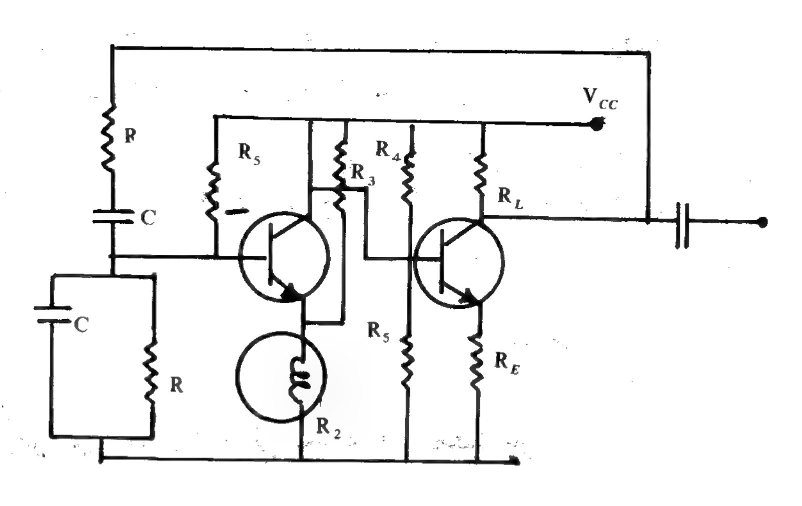


الشكل (٨) دائرة قنطرة فين .

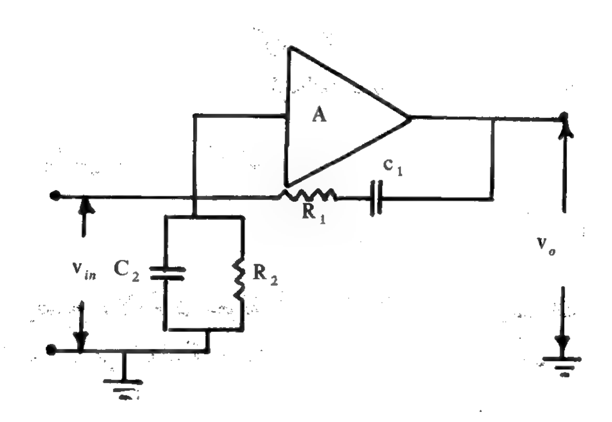
في هذه الدائرة نستطيع حساب معامل التغذية الخلفية β – انظر الشكل (١٠) – من

$$\beta = \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \qquad \dots (7)$$

حيث يمثل Z_2 ممانعة المقاومة R_2 والمتسعة C_2 المربوطتين على التوازي . اي ان



الشكل (٩) دائرة مكبر قنطرة فين .



الشكل (١٠) مكبر قنطرة فين .

$$Z_2 = \frac{jR_2 X_{c2}}{R_2 - jX_{c2}} = \frac{R_2 X_{c2} \measuredangle -90^\circ}{(R_2^2 + X_{c2}^2)^{\frac{1}{2}} \tan^{-1}\left(-\frac{X_{c2}}{R_2}\right)} \quad \dots (8)$$

وان Z_1 يمثل ممانعة المقاومة R_1 والمتسعة C_1 المربوطتين على التوالي . اي ان

$$Z_1 = R_1 - jX_{c1} = (R_1^2 + X_{c1}^2)^{\frac{1}{2}} \measuredangle \tan^{-1}\left(-\frac{X_{c1}}{R_1}\right) \quad \dots (9)$$

واذا أخذنا $R = R_2 = R_1$ وكذلك $C = C_2 = C_1$ وافترضنا ان التردد كان بحيث ان ($X - R$) وجدنا ان

$$Z_2 = \frac{R^2 \angle -90}{\sqrt{2}\ R \angle -45} = \frac{R}{\sqrt{2}} \angle -45 \qquad \dots (10)$$

وان

$$Z_1 = \sqrt{2}\ R \angle 45 \qquad \dots (11)$$

وبالتعويض عن (11) ,(10) في المعادلة (7) نحصل على

$$\beta = \frac{1}{3} \angle 0 \qquad \dots (12)$$

تشير المعادلة (12) الى انه في حالة كون $X_c = R$ فاننا نحصل على ما يأتي :

1 يكون الانحراف الطوري لدائرة التغذية الخلفية يساوي صفراً – انظر الشكل (١١)

2 لدينا من المعادلة (5) ان

$$\beta A = 1 \qquad \dots (5)$$

وعليه فانه يصبح بالامكان معرفة قيمة A اللازم لحدوث التذبذب . عند التعويض عن قيمة β من المعادلة (12) . في المعادلة 5 . اي ان

$$\frac{1}{3} A = 1 \qquad \dots (13)$$

او ان

$$A = 3 \qquad \dots (14)$$

هذا من الناحية النظرية – انظر الشكل (١٢) – اما من الناحية العملية فان A تكون اكبر قليلا من 3.

3 - في حالة وضع $X_c = R$ فانه يصبح بالامكان حساب التردد (f_o) الذي يحدث عنده التذبذب حيث لدينا ان

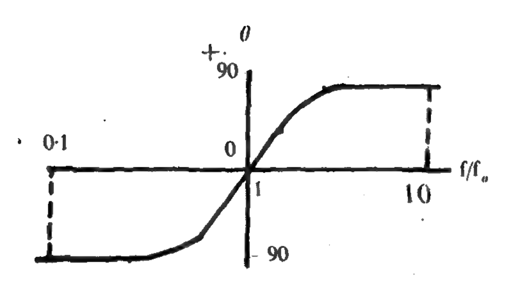
$$X_c = R \qquad \dots (15)$$

او ان

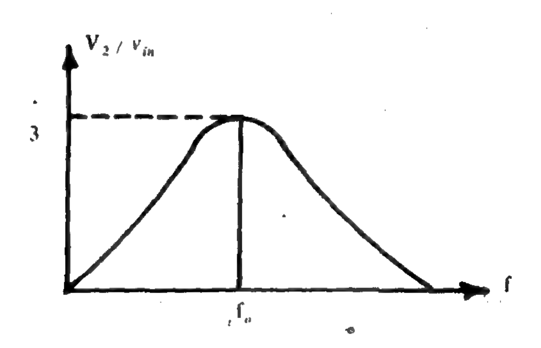
$$\frac{1}{2\pi f_o c} = R \qquad \dots (16)$$

اي ان

$$f_o = \frac{1}{2\pi Rc} \qquad \dots (17)$$



الشكل (١١) تغير زاويه الطور مع التردد .



الشكل (١٢) الاستجابة الترددية لقنطرة فين .

2 4 16 متذبذب زحزحة الطور phase - shift oscillator :

يستخدم في هذا النوع من المذبذبات مكبر واحد بدلا من مكبرين كما هو الحال في مذبذب قنطرة فين . وحيث ان الاشارة الخارجة من هذا المكبر وكما هو معروف . تكون مقلوبة بالنسبة للاشارة الداخلة او بعبارة اخرى يوجد فرق طور قدره 180 بين الاشارتين لذا يتوجب والحالة هذه استخدام دائرة تغذية خلفية تحدث فرقا في الطور قدره 180 ايضا . على الاشارة المعادة . وبذلك تصبح المحصلة النهائية في فرق

الطور الحاصل على اشارة الدخل ، مساوية للصفر ويتحقق بذلك حدوث التغذية الخلفية الموجبة واللازمة لحدوث التذبذب .

على أية حال ، بالامكان الحصول على هذه الازاحة الطورية باستخدام دارات من نوع RC . فاذا اخذنا على سبيل المثال ، الدائرة – الشكل (١٢) – المكونة من المقاومة R المربوطة على التوالي مع المتسعة C وسلطنا عليها اشارة جهد v_i فان التيار المار في هذه الدائرة سيكون مساوياً لـ

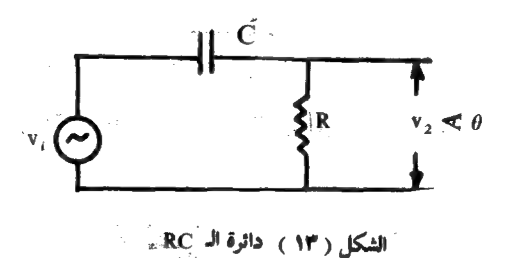
$$i = \frac{j\omega c\, v_i}{1 + j\omega CR} \qquad \dots (18)$$

وعليه فان الهبوط في الجهد v_2 – عبر R سيكون مساوياً لـ

$$v_2 = iR = \frac{j\omega\, CR\, v_i}{1 + j\omega\, CR} \qquad \dots (19)$$

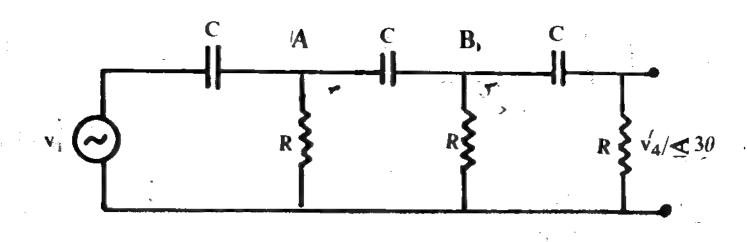
وعلى الرغم من ان هذا الجهد الخارج يكون في نفس طور التيار المار في المقاومة الا انه يختلف عن الجهد الداخل بزاوية طور θ ، بحيث ان

$$\tan\theta = \frac{1}{\omega CR} \qquad \dots (20)$$



الشكل (١٣) دائرة الـ RC

وبهذا فان الازاحة الطورية تعتمد على التردد وقيم كل من R , C . فعند اختيار قيمة كل من C و R فان θ يمكن ان تساوي 60° عند تردد معين وبهذا يصبح بالامكان استخدام ٣ دارات متماثلة من دائرة الـ RC للحصول على ازاحة طورية قدرها 180° – انظر الشكل (١٤) .



الشكل (١٤) ٣ دوائر من الـ RC .

ومع انه ليس هناك اي امتياز عملي في استخدام اربع دوائر بدلاً من ثلاث الا انه من الضروري التساؤل عن عدم استخدام دائرتين مثلا . ان الاجابة عن هذا السؤال يكمن في ان استعمال دائرتين بدلاً من ثلاث يعني ان θ يجب ان تكون $90°$ لكل منهما . في هذه الحالة تكون v_2 جزءاً صغيراً من v_1* وبذلك نحتاج الى تكبير لا نهائي للتعويض عن هذا التوهين في v_2

دعنا الآن نعود الى الشكل (١٤) . على فرض ان الجهد الداخل هو v_1 وان الجهد الخارج هو v_4 وان v_2 و v_3 هما الجهدان عند النقطتين B ، A فانه يكون لدينا

$$v_3 = v_4 + \frac{i_3}{j\omega C} \quad \ldots (21)$$

او ان

$$v_3 = v_4 + \frac{v_4}{j\omega CR} \quad \ldots (22)$$

كذلك لدينا ان

$$i_2 = i_3 + v_3 \quad R \quad \ldots (23)$$

او ان

* يفترض ان تكون R في هذه الحالة مساوية اوقريبة من الصفر . وذلك لان $\tan 90 = \infty$. وبهذا فان الجهد المتولد حوفا سيكون صغيرا جدا .

$$i_2 = v_4 \left(\frac{2}{R} + \frac{1}{j\omega cR^2} \right) \quad \ldots (24)$$

كذلك لدينا ان

$$v_2 = v_3 + \frac{i_2}{j\omega c} \quad \ldots (25)$$

او ان

$$v_2 = v_4 \left(1 + \frac{3}{j\omega cR} - \frac{1}{\omega^2 c^2 R^2} \right) \quad \ldots (26)$$

كذلك لدينا ان

$$i_1 = i_2 + \frac{v_2}{R} \quad \ldots (27)$$

او ان

$$i_1 = v_4 \left(\frac{3}{R} + \frac{4}{j\omega cR^2} - \frac{1}{\omega^2 c^2 R^2} \right) \quad \ldots (28)$$

او ان

$$v_1 = v_2 + \frac{i_1}{j\omega c} = v_4 \left(1 + \frac{6}{j\omega cR} - \frac{5}{\omega^2 c^2 R^2} - \frac{1}{j\omega^2 R^3 c^3} \right) \quad (29)$$

وعنيه فان

$$A = \frac{1}{\beta} = \frac{v_4}{v_1} = 1 / \left(1 - \frac{5}{\omega^2 c^2 R^2} + j \right. \quad \ldots (30)$$

ولكي تكون الازاحة الطورية مساوية لـ 180° فان الجزء الخيالي في المعادلة (30) يجب ان يساوي صفراً . اي ان

$$\frac{1}{(\omega Rc)^3} = \frac{6}{\omega Rc} \quad \ldots (31)$$

او ان

$$\omega Rc = \frac{1}{\sqrt{6}} \quad \ldots (32)$$

وعند التعويض عن ω بـ $2\pi f_o$ في المعادلة اعلاه نحصل على التردد (f_o) الذي يحدث عنده التذبذب . اي ان

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC} \quad \ldots (33)$$

كذلك عند التعويض عن ωRC بـ $\frac{1}{\sqrt{6}}$ في المعادلة (30) ، نحصل على

$$A = \frac{1}{\beta} = -29 \quad \ldots (34)$$

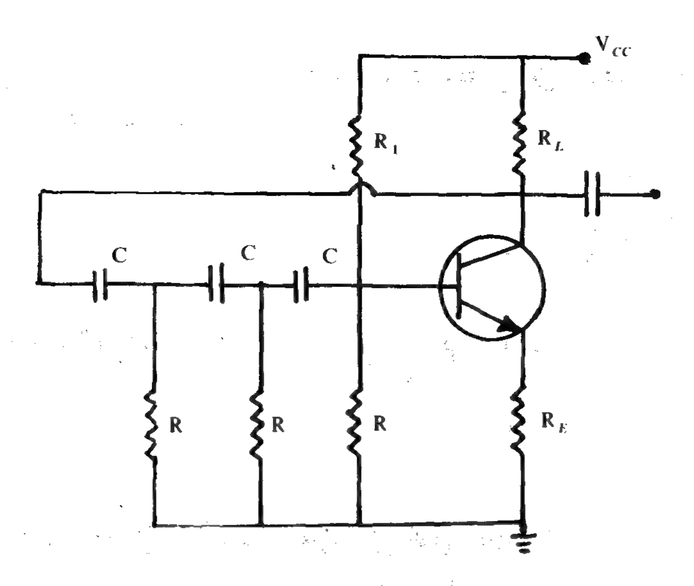
وبهذا فان التحصيل او الكسب المطلوب في الجهد يجب ان يكون (29) فاكثر مقارنة مع (3) في المذبذب السابق ، لكي يحصل التذبذب المطلوب .

وعليه فان ربط الدائرة (13) الى دائرة مكبر ذي تحصيل $\gtrsim 29$ سوف يؤدي الى الحصول على مذبذب من نوع زحزحة الطور – انظر الشكل (١٥) .

واخيرا لابد لنا من ان نذكر ان مذبذب زحزحة الطور يعد من الدوائر البسيطة ويمتلك من الميزات مايجعله شائع الاستعمال ، ومنها :

1- لايحتاج الى محولات اوملفات .
2- يمكن استعماله للحصول على ترددات منخفضة حتى 1 هرتز .
3- يمتلك استقرارية تردد عالية نوعا ما .

ومع هذا فان هناك صعوبة نوعا ما لجعل الدائرة تبدأ بالتذبذب بسبب من ان الجزء المعاد يكون صغيراً – لان الجهد الخارج هو صغير بالاصل – ومن ثم فأن هناك حاجة الى تكبير عال .



الشكل (١٥) دائرة مذبذب زحزحة الطور .

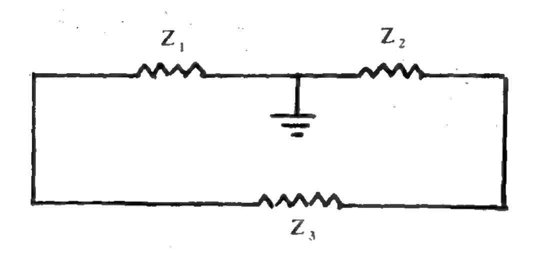
5 - 16 مذبذبات ملف – متسعة LC Oscillators :-

ذكرنا فيما مضى ان وجود التغذية الخلفية الموجبة في مذبذبات الـ RC . سوف يعمل على زيادة عامل التغذية الخلفية βA الى الحد الذي يمكن ان يحدث بعض التشويه (قطع) في الموجة الخارجة الا ان عدم الخطية في بعض خواص المكبر (نقصان عامل التكبير β مع زيادة I_c على سبيل المثال) سوف يحد من هذه الزيادة بحيث لايمكن ان يصل βA الى اكثر من واحد . ومع هذا فان الموجة الناتجة من مذبذبات الـ RC لاتكون في واقع الحال . جيبية بشكل تام وانما يرافقها بعض التشويه وذلك بسبب من عملها في منطقتي القطع والاشباع . كذلك نجد ان قيمة التردد الناتج يكون محدوداً (أقل من ميكاهرتز) فليس بالامكان استخدام اي قيمة لـ RC بقصد الحصول على ترددات اكبر . لهذا كله ولغرض التغلب على هذه المساويء يلجأ عادة الى استخدام مذبذبات الملف – متسعة Lc oscillator .

سنقوم هنا بالتطرق لنوعين من مذبذبات الـ Lc (يعدان اكثر استعمالا) وهما مذبذبا هارتلي وكولبتس . ولكن قبل هذا وذاك سنبدأ بالتعرف على دائرة التغذية الخلفية الخاصة بهذا النوع من المذبذبات .

1 - 5 - 16 دائـرة التغذية الخلفية لمذبذبات LC .

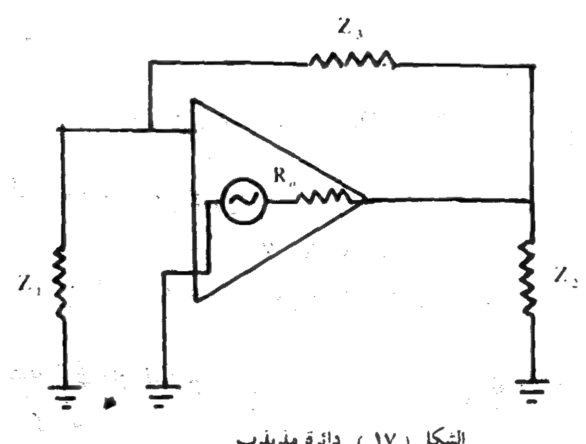
تتكون الدائرة الاساسية للتغذية الخلفية في مذبذبات الـ LC من ثلاثة عناصر : اثنين منها حثية والاخر سعوي كما هو الحال في مذبذب هارتلي ، او اثنين منها سعوي والاخر حثي كما هو الحال في مذبذب كولبتس ، انظر الشكل (١٦) . وحيث ان هذا النوع من المذبذبات يستخدم مكبراً ذا مرحلة واحدة فقط ، لذا فان مهمة هذه الدائرة الخلفية تتلخص في احداث فرق طور على الموجة المعادة عن الموجة الخارجة . قدرة 180° لتصبح في نفس طور الاشارة الداخلة ومن ثم تتحقق التغذية الخلفية الموجبة



الشكل (١٦) دائرة تذبذب .

على اية حال . لدينا من الشكل (١٧) ان

$$A = -\frac{A_v Z_p}{R_o + Z_p} \qquad \ldots (35)$$



الشكل (١٧) دائرة مذبذب .

حيث ان

$$Z_p = Z_2 \parallel (Z_1 + Z_3) \qquad \dots (36)$$

وعند التعويض عن Z_p في المعادلة (35) نحصل على

$$A = -\frac{A_v Z_2 (Z_1 + Z_2)}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \qquad \dots (37)$$

لدينا ، ومن النظر الى الشكل (١٦) ، ان

$$\beta = -\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \qquad \dots (38)$$

كذلك لدينا ان

$$\beta A = 1 \qquad \dots (5)$$

وبهذا فان

$$-1 = \frac{A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \qquad \dots (39)$$

واذا ما اخذنا Z_3 , Z_2 , Z_1 على اعتبار انهما مفاعلة نقية pure reactance وكما اسلفنا ، بحيث ان

$$Z_3 = jX_3 \quad , \quad Z_2 = jX \quad , \quad Z_1 = jX_1 \qquad \dots (40)$$

وبهذا فان المعادلة (39) تصبح بالصورة

$$-1 = \frac{-A_v X_1 X_2}{jR_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_2)} \qquad \dots (41)$$

للحصول على محصلة فرق طور تساوي صفراً فان الجزء الخيالي من المعادلة اعلاه ، يجب ان يساوي صفراً . أي أن

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \qquad \dots (42)$$

وبهذا فان

$$-1 = \frac{A_v X_1}{X_1 + X_3} \qquad \ldots (43)$$

او ان

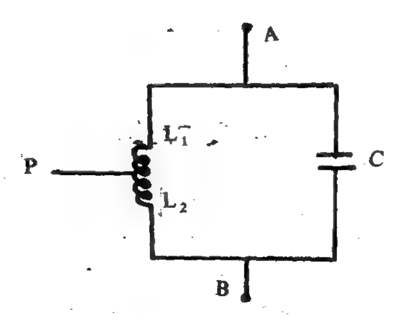
$$A_v = -\frac{X_1 + X_3}{X_1} = \frac{X_2}{X_1} \qquad \ldots (44)$$

هذه النتيجة تشير الى ان هذا هو الكسب اللازم لحدوث التذبذب وان X_1, X_2 يجب ان يكون من نفس النوع والاشارة .

2 - 5 - 16 مذبذب هارتلي : Hartley oscillator

يتكون مذبذب هارتلي من مكبر واحد ودائرة هارتلي ، التي تقوم مقام الحمل في دائرة المكبر ، وفيما يأتي شرح لكل منهما :-

أ- دائرة هارتلي Hartly circuit :- تتكون دائرة هارتلي وكما هو متوقع ، من متسعة وملف مقسوم جزءين حيث تمثل النقطة P - انظر الشكل (١٨) - نقطة التوصيل المركزي على الملف AB بحيث ان L_1 تمثل حثية الجزء A_p بينما يمثل L_2 حثية الجزء PB .



الشكل (١٨) دائرة هارتلي .

واذا فرضنا ان M تمثل الحثة التبادلية بين جزءي الملف فان الحثية بين النقطتين P , A ، ستكون مساوية لـ $L_1 + M$ وتكون الممانعة Z_1 مساوية لـ

$$Z_1 = j\omega (L_1 + M) \quad \ldots (45)$$

كذلك اذا كانت الحثية بين B , P هي $(L_2 + M)$ فان الممانعة Z_2 تكون مساوية لـ

$$Z_2 = j\omega (L_2 + M) + \frac{1}{j\omega C} \quad \ldots (46)$$

أو أن

$$Z_2 = \frac{1 - \omega^2 (L_2 + M) C}{j \omega C} \quad \ldots (47)$$

على اعتبار ان المتسعة C مربوطة على التوالي مع الملف L_2 . وبهذا فان الممانعة الكلية لدائرة هارتلي تكون مساوية لـ Z حيث ان

$$Z = \frac{Z_1 \quad Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \ldots (48)$$

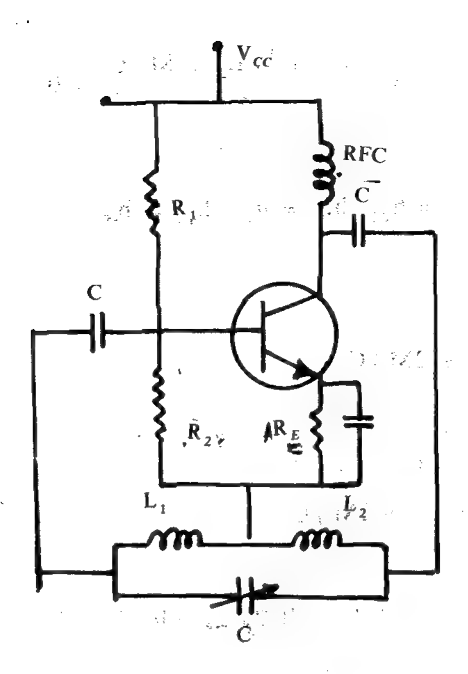
الآن ، اذا كان v_1 يمثل الجهد عبر BP , v_2 يمثل الجهد عبر AP فـان

$$\beta = \frac{v_1}{v_2} = \frac{j\omega (L_1 + M)}{Z_2} \quad \ldots (49)$$

ب- مذبذب هارتلي Hartley oscillator :- يتكون مذبذب هارتلي من ترانزستور بتغذية انحياز من نوع مجزيء الجهد. وتختار R_1 , R_2 , R_E بحيث تضع نقطة التشغيل Q في منتصف خط الحمل . اما دائرة هارتلي فتربط في دائرة المجمع لتكون بمثابة مقاومة حمل - أنظر الشكل (١٩) .

يلاحظ في هذه الدائرة ان النقطة B قد ربطت الى القاعدة خلال المتسعة C_1 . وعليه فان الاشارة المتولدة بين النقطة B والأرض سوف تعاد الى قاعدة الترانزستور.

من جهة اخرى . تكون ممانعة الاخراج لدائرة الترانزستور مساوية لممانعة دائرة هارتلي بين النقطتين P , A وعليه فان النسبة بين جهد الاشارة الداخلة وجهد الاشارة الخارجـة تكون مساوية للنسبة بين الجهد المتولد حول BP الى الجهد عبر AP .



الشكل (١٩) دائرة مذبذب هاتلي .

على اية حال ، لدينا في الشكل (١٩) دائرة مكبر بباعث مشترك وبالتالي فان

$$A_V = \frac{-h_{fe} Z}{h_{ie} + \Delta h Z} \qquad \dots (50)$$

حيث ان

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}^{*} \qquad \dots (51)$$

وعند التعويض عن قيمة B, Z_2, Z_1 وجعل $1 = \beta A$ نحصل على

$$-h_{21} \omega^2 (L_1 + M)(L_2 + M) = h_{11} \left\{ j\omega(L_1 + M) - \frac{1 - \omega^2 (L_2 + M) C}{j\omega C} \right\}$$

$$+ \Delta h (L_1 + M) \left\{ \frac{1 - \omega^2 (L_2 + M) C}{C} \right\} \qquad \dots (52)$$

وبمساواة الجزء الخيالي في المعادلة أعلاه بالصفر ، يمكن الحصول على التردد الذي يحصل عنده التذبذب .

$$-\omega^2(L_1+M)+\frac{1-\omega^2(L_2+M)C}{C}=0 \qquad \dots(53)$$

$hoe = h_{22}$, $h_{fe} = h_{21}$ $h_{re} = h_{12}$, $h_{11} = h_{ie}$

أو أن

$$\omega^2(L_1+L_2+2M)C=1 \qquad \dots(54)$$

وعليه فان

$$\omega=\frac{1}{\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}} \qquad \dots(55)$$

أما شرط التذبذب فيمكن الحصول عليه بمساواة الجزء الحقيقي في المعادلة (52) . أي أن

$$\frac{h_{21}}{\Delta h}=\frac{\omega^2(L_2+M)C-1}{\omega^2(L_2+M)C} \qquad \dots(56)$$

وبالتعويض عن قيمة ω^2 من المعادلة (54) في المعادلة (56) نحصل على

$$\frac{h_{21}}{\Delta h}=\frac{L_1+M}{L_2+M} \qquad \dots(57)$$

مثـــال : -

هل ستذبذب الدائرة المكافئة لمذبذب FET هارتلي المبينة ادناه عند 1MHZ اذا كان كسب المكبر المستعمل 10 والمحاثة التبادلية M هي 5 μH وماتردد الموجة الخارجة ؟

$L_1 = 125\ \mu H$ $\quad L_2 = 15\ \mu H$ $\quad C = 2\ \mu F$

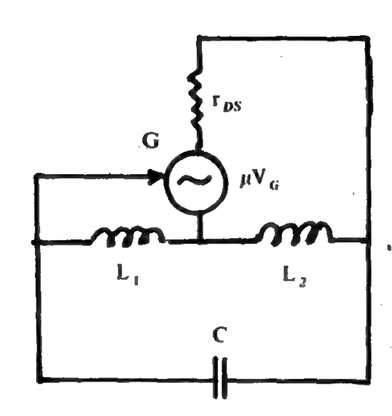
الحـــل : -

لدينا من المعادلة (57) ان أدنى كسب لمذبذب هارتلي يعطى بوساطة :

$$A_v = \frac{L_1 + M}{L_2 + M}$$

لذا فان .

$$A_v = \frac{125 + 5}{15 + 5} = \frac{130}{20} = 6.5$$



وبمّا ان كسب المكبر معطى كـ 10 وهو اكبر من ادنىٰ كسب لذا فان الدائرة سوف تتذبذب . من الناحية العملية يفضل استخدام كسب أعلى من الأدنى للتأكد من التذبذب عندما تؤخذ المفقودات الأخرى في الاعتبـار .

من المعادلة (50) لدينا أن

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$

وبعد التعويض نحصـل على

$$\omega_0 = 5.77 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

أو أن

$$f_0 = 9.19 \text{ k HZ}$$

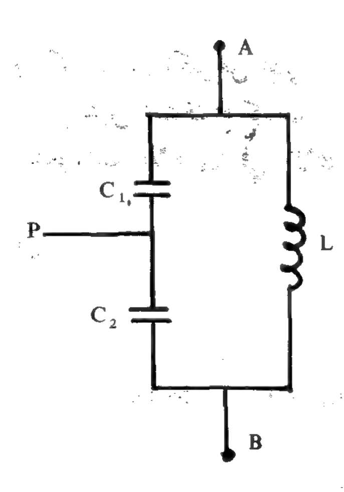
على الرغم من ان الدائرة ستذبذب الا أنها سوف تتذبذب عند 9.19 K HZ وليس عند 1 MHZ . للتشغيل عند 1MHZ يلزم ان تستبدل المتسعة C –

أعلاه – بأخرى ذات قيمة أقل ومن دون التأثير على متطلبات ادنى كسب للتذبذب الذي يعتمد فقط على قيم المحاثـــات .

3 - 5 - 16 مذبـــذب كولبتـــس Collpit's Oscillator :-

يتكون مذبذب كولبتس ، كما هو الحال في مذبذب هارتلي ، من دائرة مكبر واحد ودائرة كولبتس التي تربط كمقاومة حمل الى دائرة المكبر .وفيما يأتي شرح لكل منهمـــا : –

أ– دائرة كولبتس Collpitt's circuit :– تتكون دائرة كولبتس من متسعتين C_2 , C_1 وملف L – أنظر الشكل (٢٠) .في هذه الدائرة يكون الملف AB ذا الحثية L ، مربوطا على التوالي مع C_2 وكلاهما مربوطان على التوازي مع المتسعة C_1 .



الشكل (٢٠) دائرة كولبتس .

الان اذا كانت Z_1 تمثل الممانعة بين النقطتين P,A وكانت Z_2 تمثل ممانعة الفرع ABP . لذا فان الممانعة الكلية Z لهذه الدائرة ، تكون مساوية لـ

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \ldots (58)$$

حيث ان

$$Z_2 = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2}, Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$$

وبما ان النقطة P هي نقطة مشتركة يتم ربطها الى الارض خلال المصدر V_{CC} – كما سنرى عاجلاً – لذا فان الجزء المعاد من جهد الاشارة الخارجة سيكون مساويا للجهد المتولد عبر C_2 . أي أن

$$v_2 = \frac{v_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{Z_2} \quad \ldots (59)$$

او أن

$$\frac{v_2}{v_1} = \beta = \frac{1}{j\omega C_2 Z_2} \quad \ldots (60)$$

وعند التعويض عن قيمة Z_2 نحصل على

$$\beta = \frac{1}{1 - \omega^2 L C_2} \quad \ldots (61)$$

واذا ماكانت $\omega^2 LC_2$ كبيرة مقارنة مع 1 فاننا سنجد أن β تكون سالبة بمعنى ان التغذية الخلفية تكون موجبة .

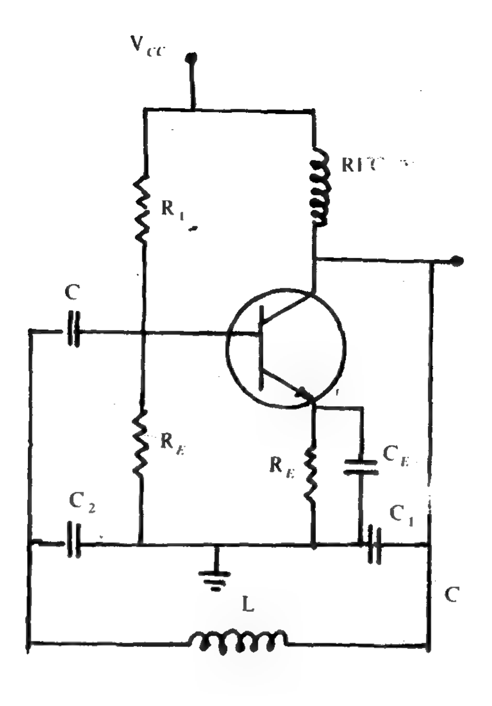
ب – مذبــذب كولبتـــس Collpitt's oscillator : – لايختلف مكبركولبتس عن مكبــر هارتلي من حيث دائرة الحمل المربوطة الى دائرة المجمع لهذا المكبر – أنظر الشكل (٢١) . .

وباتباع نفس الطريقة سابقا نحصل على

$$A_r = \frac{-h_{21} Z}{h_{11} + \Delta h Z} \quad \ldots (62)$$

وعند التعويض عن قيمة β ووضع $1 = \beta A$ نحصل على

$$1 = \frac{h_{21} Z}{h_{11} - \Delta h Z} \cdot \frac{1}{j\omega C_2 Z_2} \quad \ldots (63)$$



الشكل (٢١) مذبذب كولبتس .

وعند التعويض عن Z_2 , Z في المعادلة (63) نحصل على

$$h_{21} = h_{11}\left(\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2} \right)\omega^2 C_1 C_2 + \Delta h(\omega^2 L C_2 - 1) \quad \ldots(64)$$

وعند مساواة الجزء الخيالي في المعادلة اعلاه ، نحصل على التردد الذي يحصل عنده التذبذب · أي أن

$$\omega^2 = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

$$= \frac{1}{LC} \quad \ldots (65)$$

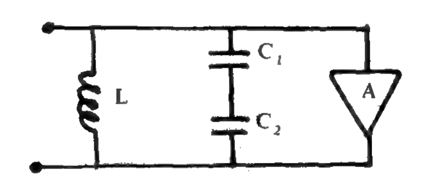
حيث ان $C = \frac{C_1 \quad C_2}{C_1 + C_2}$. أما عند مساواة الجزء الحقيقي فنحصل على

$$\frac{h_{22}}{\Delta h} = \frac{C_2}{C_1} \quad \ldots (66)$$

مثـــال : -

أوجد تردد الموجة الناتجة والنهاية الصغرى للكسب لمذبذب كولبتس المبين في الشكل أدنـاه .

$C_1 = 2 \text{ pF} \qquad C_2 = 18 \rho\text{F} \qquad L = 14.1 \text{ mH}$



الحـــل : -

بالنسبة لمذبذب كولبتس لدينا - المعادلة (65) - أن

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L\, C_1\, C_2}}$$

وبتعويض القيم الموجودة نحصل على

$$\omega_0 = 6.28 \times 10^6 \text{ rad / s}$$

لذا فان

$$f_0 = \frac{6.28 \times 10^6}{2\pi} = 1 \times 10^6 \text{ HZ} = 1 \text{ MHZ}$$

نجد أيضاً من المعادلة (66) ان أصغر كسب لمذبذب كولبتس هو

$$A_r = \frac{C_2}{C_1}$$

وبعد التعويض نجد ان

$$A_r = \frac{18 \times 10^{-12}}{2 \times 10^{-12}} = 9$$

اسئلة ومسائل

1) ما المدبذب ؟ وما انواعه ؟

2) اذا كان المذبذب لايحتاج الى اشارة ادخال فما هو اذن مصدر الاشارة الخارجة ؟ وضح بالتفصيل .

3) تظهر الموجة الخارجة في الشكل (٣) مضمحلة على الرغم من وجود الموجة المربعة الداخلة . لماذا ؟ .

4) اشتق المعادلة (1) .

5) اذكر شرطي التذبذب . ثم وضح كيف تم الحصول عليهما من المعادلة (6) .

6) لماذا يجب ان تكون n في محصلة الازاحة الطورية $2n\pi$ ، عدداً صحيحاً؟

7) ماالمقصود بالخاصية عدم الخطية للمكبرات ، وما تأثير ذلك على عمل المكبر ؟ وضح بالتفصيل .

8) برهن على ان الازاحة الطورية للدائرة في الشكل (٨) تساوي صفراً .

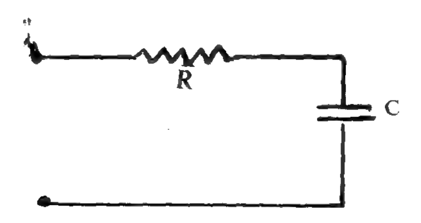
9) أشرح معنى الشكل (١١) .

10) لماذا يلزم ان يكون التكبير في مذبذب قنطرة فين اكبر من (3) ؟ اشرح ذلك .

11) أحسب قيمة التردد الذي تصبح معه $\theta = 60°$ للدائرة في الشكل (١٣) .

12) هل بالامكان استخدام دارتين من الشكل (١٣) ، بدلاً من ٣ دارات ، للحصول على ازاحة طورية $180°$ ؟ وضح بالتفصيل .

13) لماذا لاتكون الدائرة في الشكل (١٣) بالشكل ادناه ؟ وضح ذلك .



14) لماذا يكون الكسب المطلوب للتذبذب في مذبذب زحزحة الطور اكبر مما هو عليه في مذبذب فين ؟ .

15) هل بالامكان استخدام مذبذبات الـ RC للحصول على موجات ذات ترددات عالية جداً ؟ اشرح ذلك .

16) اشتق المعادلة (17) ثم بين معنى كل رمز فيها .

17) عرف الحثية التبادلية M .

18) اشتق المعادلة (52) .

19) اكتب معادلة الجزء المعاد من الاشارة الخارجة الى مدخل دائرة مذبذب هارتلي الشكل (١٩) .

20) اشتق المعادلة (64) .

21) قارن بين مذبذبي هارتلي وكولبتس من حيث المساوىء والمحاسن .

الفَصلُ السَّابع عَشَر

متعددة الاهتزازات

Multivibrators

1 17 المقدمة :—

يعرف المهتز بانه عبارة عن دائرة تذبذب تعمل بعنصرين فعالين صمما بحيث يعمل أحدهما عندما يتوقف الثاني عن العمل وبالعكس وهو يختلف عن المذبذب الجيبي في عدة نقاط منها : —

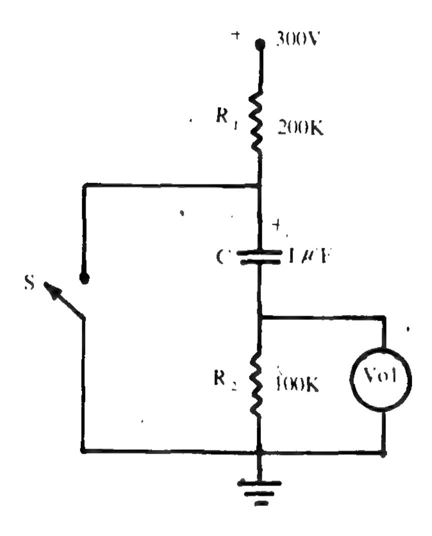
أ— يعمل المكبر في دائرة المذبذب الجيبي في المنطقة الفعالة ولايجوز تجاوز هذه المنطقة بينما يكون عمل المكبر في دائرة متعدد الاهتزازات . عادة في منطقتي القطع والاشباع .

ب— يكون الحمل في دائرة المذبذب الجيبي . عبارة عن دائرة توليف (tunning circuit) ويحدث التذبذب لذلك عند تردد معين الذي هو تردد الموجة الجيبية الناتجة . اي التردد الذي تحدث معه التغذية الخلفية الموجبة بينما يحدث التذبذب في دائرة متعددة الاهتزازات في مختلف الترددات وعليه فان الموجة الناتجة تكون مربعة ولهذا السبب فان هذه الدائرة تدعى بدائرة متعددة الاهتزازات وذلك لأن هذه الموجة تحتوي على مختلف الترددات الذي يحدث عندها التذبذب .

ج— تعمل دائرة التغذية الخلفية الموجبة في دائرة المذبذب الجيبي . على اعادة جزء من الموجة الخارجة الى مدخل المكبر اي ان التغذية الخلفية لاتكون 100 بينما يكون هذا صحيحا في دائرة متعدد الاهتزازات .

هذا وللمهتز قابلية خزن الاعداد الثنائية وعد النبضات وتزمين synchronization العمليات الحسابية ويفيد المهتز الاحـــادي - الذي سيأتي شرحـــه - فـــي اعـــادة تشكيل النبضات المشوهة - كذلك هو قادح شميت - كما يستعمل في توليد اشارات الترشيد guide waves أو في تأخير النبضات او تغير أمدهـــا .

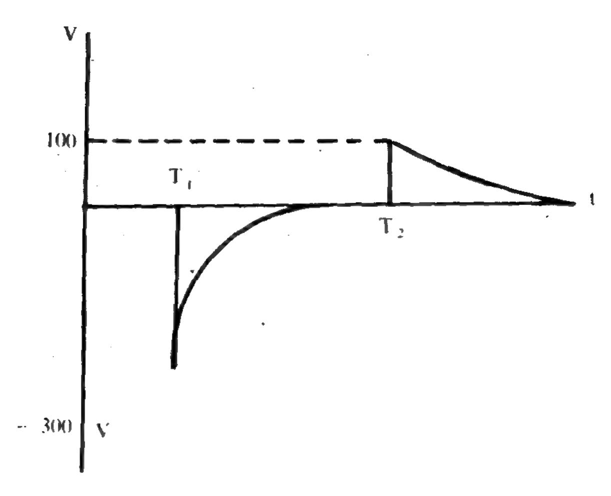
على أية حال وقبل الدخول في تفاصيل دوائر متعددة الاهتزازات . يكون من المفيد ان نتعرف على طبيعة عمل الدائرة في الشكل (١) .



الشكل (١) دائرة RC

يلاحظ في هذه الدائرة وجود المقاومتين 100 ، 200 كيلواوم والمفتاح (S) والمتسعة المشحونة الى حد 300 فولت وعليه فانه من المتوقع ان تكون قراءة الفولتميتر مساوية للصفر عند الزمن T_1 - أنظر الشكل (2) . الان اذا ما أغلق المفتاح (S) فان قراءة الفولتميتر ستكون (300 V -) وذلك لأنه تم تأريض جهة المتسعة الموجبة الى الارض خلال المفتاح وعليه فان الجهد المتبقي هو (300 V -) . على أية حال . هذا الجهد على المتسعة سوف لن يبقى عند الـ 300 فولت وانما يهبط ولكن بالتدريج وفي زمن قدره

$0.1 = 1 \times 10^{-6} \times 10^{+5}$ ثانية الذي يساوي ثابت الزمن لدائرة الـ R_2C – أنظر الشكل (٢) .

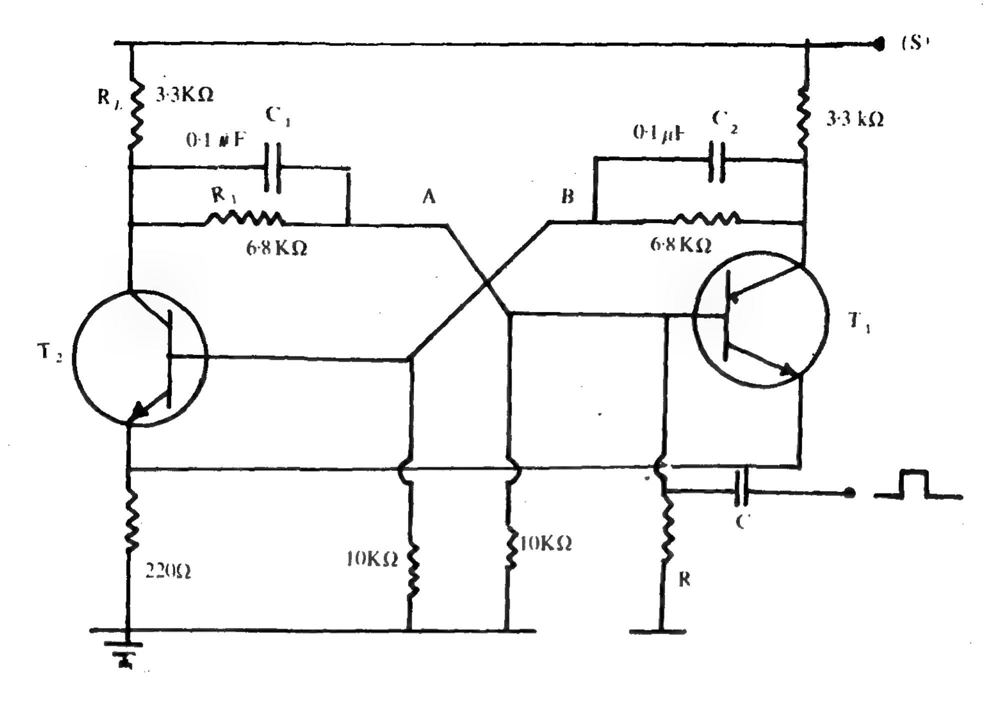


الشكل (٢) استجابة دائرة الـ R_1C عند غلق وفتح المفتاح S

من جهة اخرى . عند فتح المفتاح (S) عند الزمن T_2 فان المتسعة تسلك سلوك دائرة قصر (Short circuit) وعليه فان الجهد 300 فولت سوف يتوزع حسب قيمتي المقاومتين وعليه فان قراءة الفولتيمتر ستكون مساوية لـ 100 V . بعد مرور زمن قدره $0.3 = (R_2 + R_1)C$ ثانية تعود القراءة الى الصفر . وعليه فانه أمكن بواسطة هذه الدائرة . الحصول على اشارة جهد سالبة على الرغم من الجهد المستعمل هو موجب بالأساس .

2 17 متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقراريه Bistable Multivibator :

تمثل الدائرة المبينة في الشكل (٣) دائرة متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرارية وهو عادة مايدعى بالنطاط (Flip - Flop) . يلاحظ في هذه الدائرة وجود مكبري ترانزستور بتغذية خلفية موجبة . حيث تم ربط قاعدة كل من الترانزستورين T_2 , T_1 بصورة مباشرة عن طريق المقاومتين R_2 , R_1 . الى مجمع كل من T_2 , T_2 وعلى التوالي .



الشكل (٣) دائرة لمتعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرارية .

في هذه الحالة يفترض ان يكون كلا الترانزستورين في حالة توصيل الا ان الواقع غير ذلك . حيث انه في لحظة فتح الدائرة فان كلا الترانزستورين يبدأن بالتوصيل ولكن بسبب من وجود اختلاف قليل بينهما (لايوجد ترانزستوران متشابهان تماما) فان أحد الترانزستورين سيكون اكثر توصيلا من الاخر وعليه فان أحد هذين الترانزستورين سيكون في حالة اشباع (توصيل) والاخر في حالة قطع (مغلق) وبصورة دائمية ولايتم الانتقال من حالة الى أخرى الا عند تسليط نبضة قدح سالبة (اذاكان الترانزستوران المستعملان من نوع NPN) على قاعدة الترانزستور المفتوح (الموصل) او مجمعه وهكذا يستمران على هذه الحالة الى ان تأتي نبضة قدح أخرى .

طبقا لما جاء اعلاه يتبين لنا ان هذه الدائرة تمتلك حالتين مستقرتين فأما ان يكون الترانزستور T_1 مفتوحا والترانزستور T_2 مغلقا اوالعكس : اي يكون T_2 مفتوحا و T_1 مغلقا ولهذا السبب فان هذه الدائرة تدعى بدائرة متعدد الاهتزازات الثنائي الاستقرارية (bistable)

لعل من المهم ان نذكر هنا ان الجهد عند المجمع للترانزستور في حالة الاشباع يكون واطئا جدا . اي مساويا للصفر اما في حالة القطع فيكون مساويا لـ V_{CC} .

على اية حال . في الدائرة الشكل (٣) – اذا كان T_1 في حالة اشباع وكان T_2 في حالة قطع . عندها فأن التيار I_{C_1} . المار في مجمع T_1 . يكون مساويا لـ

$$I_{C_1} = \frac{15}{3.3 + 0.22} \approx 4.3 \text{ mA}$$

لذا فان

$$V_E = I_E R = 4.3 \times 10^{-3} \times 220 \approx 1 \text{ V}$$

وحيث ان الجهد عند النقطة A يساوي $(V_E + 0.6)$ لذا فان

$$V_A = 1.6 \text{ V}$$

عليه فان تيار القاعدة I_{B_1} سوف يكون مساويا لـ

$$I_{B_1} = \frac{15 - 1.6}{10 \text{ k}\Omega} = 1.34 \text{ mA}$$

وهذا مايجعل من الترانزستور T_1 في حالة اشباع تام .

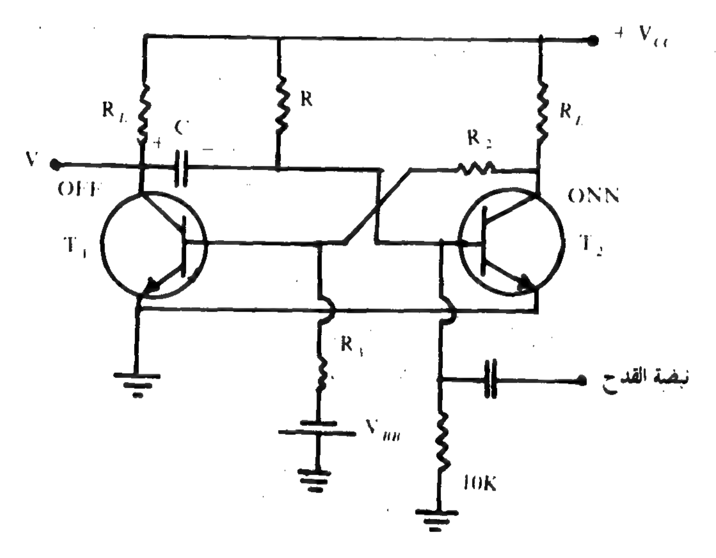
اما بالنسبة للترانزستور T_2 فان الجهد عند النقطة B سيكون اقل من الجهد V_E ولهذا السبب فانه يكون في حالة قطع تام . يستمر الترانزستوران على هذه الحالة الا عند تأريض قاعدة الترانزستور Q_1 (اي ربطها بالارض) اوتسليط نبضة سالبة عليها . حينذاك ينغلق T_1 ويرتفع الجهد عند مجمعه الى V_{CC} وينفتح T_2 ويهبط الجهد عند مجمعه الى الصفر. مرة أخرى تستمر حالة الترانزستورين لحين دخول نبضة سالبة على T_2 فتتبدل حالة كل منهما وهلم جرا .

3 17 متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية
Monostable Multivibrator :

وجدنا عند مناقشتنا للمهتز الثنائي الاستقرارية . ان هذا المهتز يمتلك حالتين مستقرتين وانه يبقى ثابتا عند حالة معينة مالم تسلط على مدخله نبضة خارجية تقوم بنقله من الحالة المستقرة الاولى الى الحالة المستقرة الثانية . اما في حالة المهتز الاحادي الاستقرارية فان

هناك حالة واحدة مستقـرة واذا ما سلطت نبضـة خارجية مناسبة الى مدخل اي مـن الترانزستورين . فأنه سوف ينتقل من ~ " الى اخرى ولـكن لفترة زمنية محددة ثم يعود بعدها الى حالته الاصلية المستقرة . ولهذا فان هذا المهتزغيرقادرعلى توليد الموجات المستمرة الظهور وانما يمكنه فقط توليد نبضات ذات عرض (width) معين يتم تحديدهـا مسبقا .

يبين الشكل (٤) دائرة متعدد الاهتزازات الاحادي الاستقرارية . في هذه الدائرة يكون الترانزستور T_2 في حالة اشباع (موصل) و T_1 في حالة قطع (مغلق) . ومما يؤكد إستمرارية هذه الحالة وجود مجزىء الجهد المتكون من R_1 ، R_2 ومصدر الجهد السالب ($-V_{BB}$) التي هي بمثابة تغذية الانحياز العكسية الضرورية لبقاء T_1 في حالة قطع وعند الحالة المستقرة .



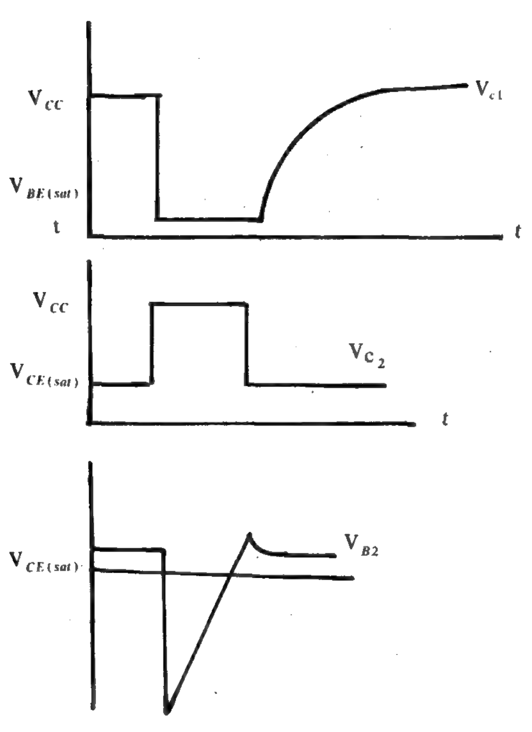
الشكل (٤) دائرة متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية .

وكما ذكرنا فان هذا النوع من دوائرمتعددة الاهتزازات له حالة واحدة مستقرة تتغير عند التأثير عليها خارجيا ولـكنها سرعان ماتعود الى حالتها المستقرة بعد زمن يساوي الزمن اللازم لتفريغ واعادة شحن المتسعة C خلال المقاومة R . ذلك ان تسليط نبضة سالبة على قاعدة T_2 سوف يعمل على غلق هذا الترانزستور (حالة قطع) وبذلك فان جهد المجمع لهذا الترانزستور سوف يرتفع الى القيمة V_{CC} . هذا الارتفاع في الجهد سوف

يعمل على فتح الترانزستور T_1 مؤديا بذلك الى خفض جهد المجمع التابع له الى مستوى جهد الصفر مما يعني تأريض الصفيحة ذات الشحنة الموجبة - انظر الشكل (٤) - للمتسعة C . في اللحظة التي تنتهي فيها الحاجة الى النبضة الداخلة تبدأ عملية اعادة شحن المتسعة C خلال المقاومة R من V_{CC} - الى V_{BE} + - انظر الشكل (٥) - من جهة أخرى يبقى الترانزستور T_2 في حالة قطع حتى يرتفع جهد المتسعة من V_{CC} - الى الصفر او اكبر قليلاً ومن ثم تعود الدائرة الى حالتها الاولى . هذا وقد وجد عمليا ان الزمن اللازم لشحن وتفريغ المتسعة C يساوي



$$T = 0.69\ RC \qquad \ldots (1)$$



الشكل (٥) شكل الموجات الناتجة

على اية حال في الدائرة الشكل (٤) لدينا ان

$$V_{C_2} = V_{CE(sat)} \approx \text{صفر} \qquad \ldots (2)$$

وعليه فان

$$I_{C_2} = \frac{V_{CC}}{R_L} \qquad \ldots (3)$$

كذلك لدينا ان

$$V_{B_2} = V_{BE(sat)} \qquad \ldots (4)$$

او ان

$$I_{B_2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R} \ldots\ldots \qquad \ldots (5)$$

هذا ويتم اختيار R و R_L بحيث يكون (I_{K2} / I_{B2}) أقل من عامل الكسب للتيار β للترانزستوروذلك لتأكيد ان الترانزستور T_2 في حالة اشباع .
يكون الجهد عند قاعدة الترانزستور T_1 مساوياً لـ

$$V_{B_1} = \frac{V_{CE(sat)} - R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_{BB} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\approx \frac{-V_{BB} R_1}{R_1 + R_2} \qquad \ldots (6)$$

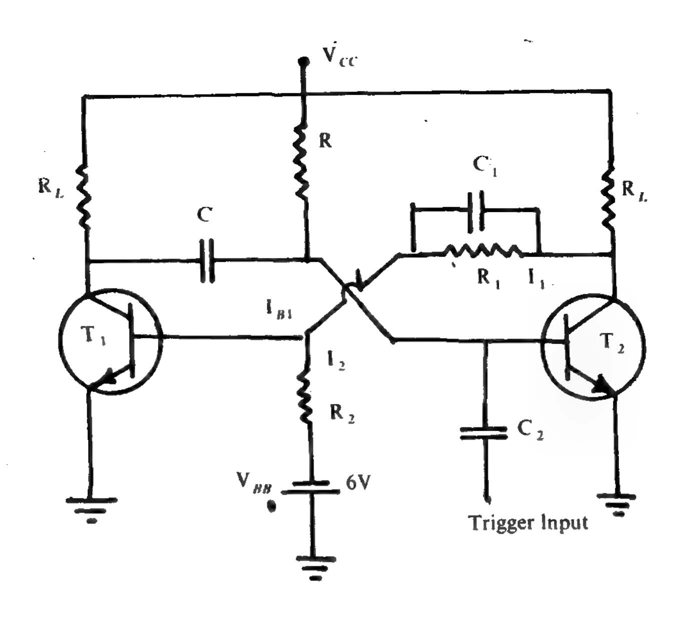
من جهة أخرى يكون الجهد عند مجمع T_1 مساويا لـ

$$V_{C_1} = V_{CC} \qquad \ldots (7)$$

مثـال :-

صمم دائرة احادي الاستقرارية بالمواصفات الآتية :-

$v_0 = 12V \qquad I_C = 20\ mA \qquad T = 200\ \mu sec$



اذا علمت ان

$h_{FE} = 20 \quad V_{EBO} = 5V \quad V_{CC} = 12V \quad V_{bb} = 6V \quad V_{BE_{off}} = -0.5V$

الحـل :-

تكون دائرة احادي الاستقرارية عادة ، كما في الشكل ادناه وعليه فان المطلوب هو حساب قيم كل من C, R_L, R_2, R_1, R .

لدينا ان

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{12}{20\ mA} = 600\ \Omega$$

or 620

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{20\ mA}{20} = 1\ mA$$

$$R = \frac{V_{CC} - V_{BE_{sat}}}{I_B} = \frac{12 - 0.7}{1\ mA} = 11.3\ k\Omega$$

or 10 kΩ

$$V_{BE_{off}} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{bb}$$

$$-0.5 = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)(-6)$$

لذا فان

$$R_1 + R_2 = 12\, R_1$$

$$R_2 = 11\, R_1$$

لدينا ان

$$I_1 = I_2 + I_B$$

لذا فان

$$\frac{V_{CC} - V_{BE_{sat}}}{R_{L_2} + R_1} = \frac{V_{BE_{sat}} - V_{bb}}{R_2} + I_B$$

$$\frac{12 - 0.7}{0.62\,k + R_1} = \frac{0.7 - (-6)}{R_2} + 1\,mA$$

وبعد التعويض عن قيمة R_2 بدلالة R_1 نحصل على

$$0.011\, R_1^2 - 110\, R_1 + 4.5k\Omega = 0$$

أو أن

$R_1 = 9550\,\Omega$ or $10\,k\Omega$

وبهذا فان

$R_2 = 110\,k\Omega$

لدينا ان

$T = 0.693\, RC$

وبعد التعويض عن T نحصل على

$C = 0.0289\,\mu F$ or $0.03\,\mu F$

4 – 17 متعدد الاهتزازات اللامستقر Astable Multivibrator :

يطلق على دائرة متعددة الاهتزازات التي تقوم بتوليد الموجات المربعة ذاتياً من غير الحاجة الى نبضة قدح خارجية ، بدائرة متعدد الاهتزازات اللامستقر – الشكل (٦) .

يلاحظ في هذا الشكل ان متعدد الاهتزازات يتكون اساسا من دائرتي مكبر باعث

مشترك يقوم كل منهما بتجهيز الآخر بالتغذية الخلفية المطلوبة عن طريق دائرة تغذية خلفية من نوع RC ، حيث يتم ربط المجمع لكل منهما الى قاعدة الآخر وكما هو متوقع وبسبب من هذا القدر الكبير من التغذية الخلفية فان هذه الدائرة سوف تبدأ بالاهتزاز طالما ان الكسب لكلا الترانزستورين اكبر من واحد ويتم تحقيق ذلك عندما تكون $\left(\frac{R_1}{R_L}\right)$ أصغر من عامل الكسب في التيار β .

ان مصطلح اللامستقر يشير الى ان هذا النوع من دوائر متعددة الاهتزازات لايمتلك حالة مستقرة معينة يثبت عندها وانما تتغير حالة كل من T_1 و T_2 باستمرار. فمرة يكون T_1 في حالة قطع ويكون T_2 في حالة اشباع واخرى يكون في حالة اشباع و T_2 في حالة قطع وهكذا وبشكل مستمر.

على أية حال ، اذا كانت كل من $V_{CE(sat)}, V_{BE(sat)}$ يمثلان جهدي الاشباع فان تيار القاعدة لأي من الترانزستورين ، سيكون مساويا – وفي حالة الاشباع – لـ

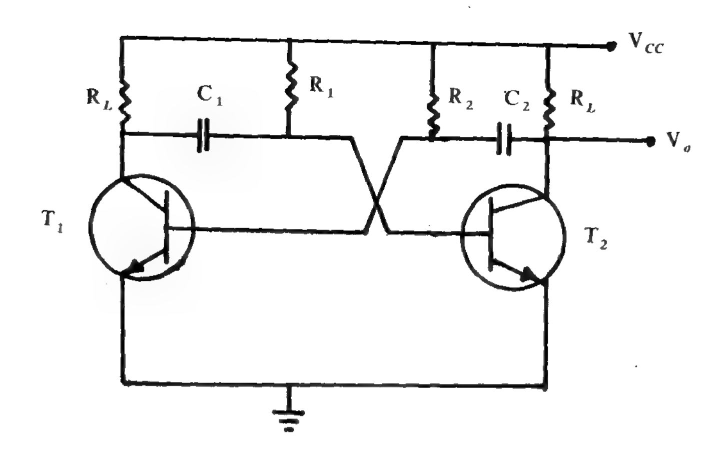
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE\,(sat)}}{R_1} \approx \frac{V_{CC}}{R_1} \qquad \dots (8)$$

كذلك فان تيار المجمع لأي منهما – في حالة الاشباع – سيكون مساويا لـ

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_L} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \qquad \dots (9)$$

وبهذا تكون النسبة بين $\frac{I_{C(sat)}}{I_{B(sat)}}$ مساوية للنسبة $\frac{R_1}{R_L}$ التي هي أقل من β ويكون الترانزستور عندئذ في حالة اشباع .

الان اذا ما تم تسليط الجهد V_{CC} في الدائرة في الشكل (٤) ، فان كلا الترانزستورين سوف يبدأن بالتوصيل ويبدأ كذلك تيار المجمع لكليهما بالسريان كذلك فان المتسعتين C_1 , C_2 تبدآن بالشحن . وحيث أنه لايوجد وكما اسلفنا ، ترانزستوران متشابهان تماما لذا فان احد الترانزستورين – T_1 على سبيل المثال – سيكون اسرع توصيلا من الآخر ومن ثم فان التيار في مجمع T_1 (I_{C_1}) سيزداد بشكل اكبر ويكون الهبوط حول مقاومة مجمعه اكبر ومن ثم فان جهد القاعدة لـ T_2 (V_{b2}) يصبح صغيراً وبالتالي يتناقص تيار المجمع (I_{C_2}) التابع لــه .



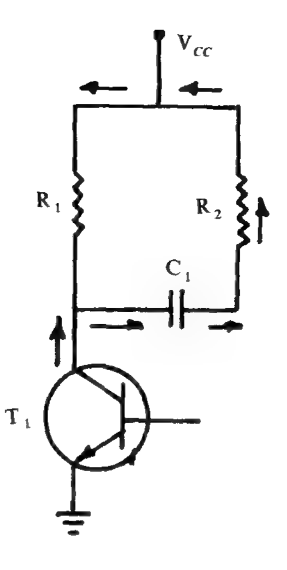
الشكل (٦) دائرة متعدد الاهتزازات اللامستقر

هذا النقصان في I_{C_2} سيؤدي الى زيادة V_{CE_2} ومن ثم زيادة I_{B_1} وبالتالي زيادة I_{C_1} وانخفاض V_{CE_1} ، اي انخفاض V_{B_2} ومن ثم I_{B_2} ونقصان في I_{C_2} بشكل اكبر . يستمر الحال هكذا الى ان يصبح الترانزستور T_1 في حالة اشباع تام و T_2 في حالة قطع كامل .

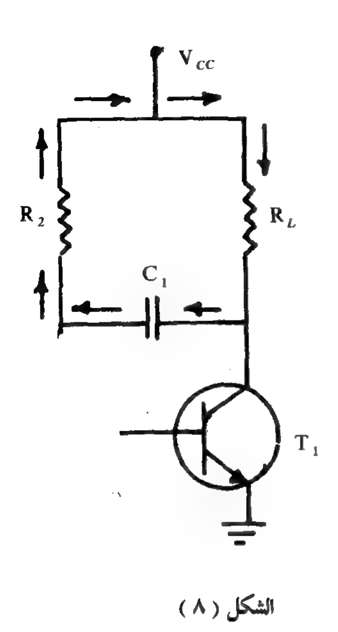
عندما يكون T_1 في حالة الاشباع و T_2 في حالة القطع يكون V_{CE1} مساويا للصفر تقريبا و V_{CE_2} مساويا لـ V_{CC} تقريباً وتكون الشحنات المتولدة عبر C_1 و C_2 كافية للحفاظ على شرطي الاشباع والقطع لـ T_2 , T_1 وعلى التوالي .

من المعلوم انه لايمكن لأي متسعة الاحتفاظ بشحنتها عندما يكون هناك طريق لها لتفريغ هذه الشحنة خلالها وهذا مايحدث بالضبط لكلا المتسعتين C_2 , C_1 . حيث تقوم المتسعة C_1 بتفريغ شحنتها خلال المسار المبين في الشكل (٧) .كذلك تقوم المتسعة C_2 بتفريغ شحنتها عبر المسار المبين في الشكل (٨) .

وحيث ان T_1 في حالة توصيل و T_2 في حالة قطع لذا فان الزمن اللازم لتفريغ $C_1 (R_1 r_f) : C_1$ – حيث r_f مقاومة الترانزستور T_1 الامامية – سيكون أقل من زمن تفريغ $C_2 (R + r_r):C_2$ – حيث r_r مقاومة الترانزستور T_2 العكسية . وبهذا فان C_1 سيتم تفريغها بصورة اسرع .



الشكل (٧)



الشكل (٨)

طبقاً لما جاء أعلاه فان الجهد عند قاعدة T_2 سيكون اقل سالبية وفي زمن (t_1) حيث أن :

$$t_1 \approx 0.69 R_1 C_1 \quad \ldots (10)$$

سيتم نقل الترانزستور T_2 من حالة القطع الى حالة الاشباع و T_1 من حالة الاشباع الى حالة القطع . هذه المرة سيكون مسار التفريغ لـ C_2 أقل مقاومة من مسار تفريغ C_1 وعليه فانها تحتاج الى نفس الزمن ($R_1 C_1 = R_2 C_2$) لتفريغها (اي شحنها الى الجهد $V_{BE(sat)}$ = صفراً) . حيث ان t_2 يكون مساوياً لـ

$$t_2 = 0.69 R_2 C_2 \quad \ldots (11)$$

وهو الزمن اللازم لنقل T_1 من حالة القطع الى حالة الاشباع . وهكذا تستمرالعملية الى مالانهاية ويكون الزمن الكلي (T) لمتعدد الاهتزازات للعودة مرة اخرى من حيث بدأ مساوياً لـ

$$T = t_1 + t_2 = 0.69 (R_1 C_1 + R_2 C_2) \quad \ldots (12)$$

أو أن

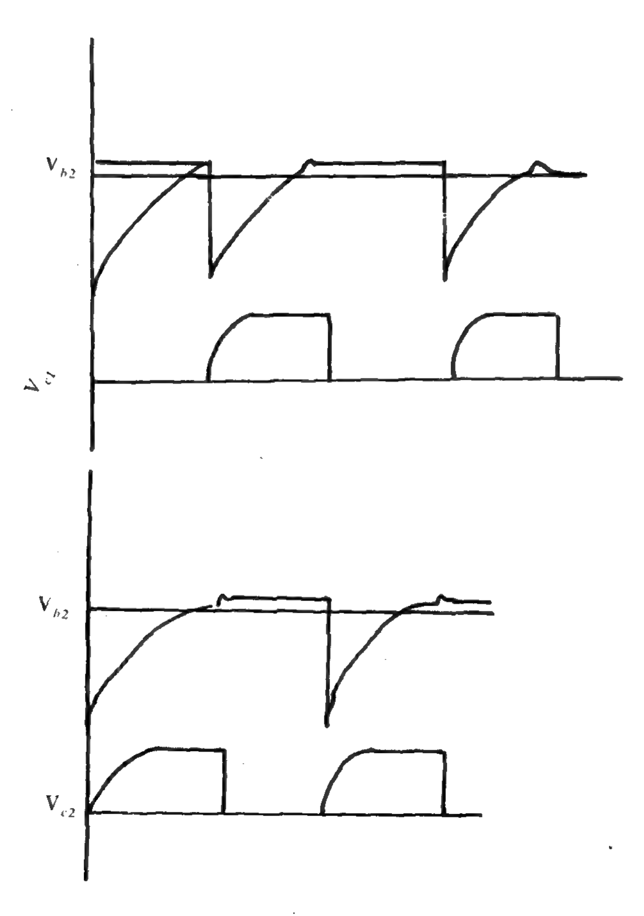
$$T = 1.4\,RC$$

حيث ان $C = C_2 = C_1 \, , R = R_2 = R_1$

وبهذا فان تردد الموجة الناتجة سيكون مساويا لـ

$$f = \frac{1}{T} = \frac{0.7}{RC}\,HZ \quad \ldots (13)$$

هذا ويبين الشكل (٩) طبيعة الموجات المتولدة عن قاعدة ومجمع كل من T_2 , T_1 وعلى التوالي .

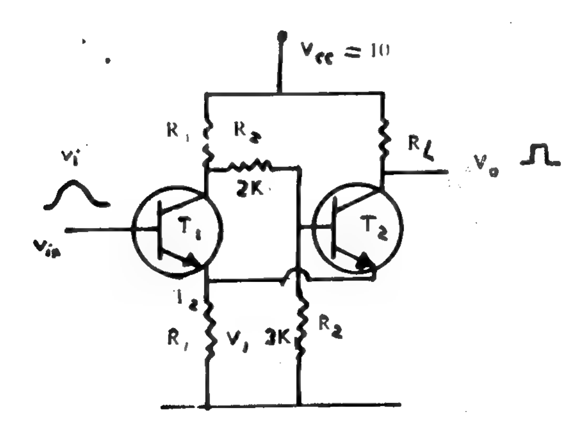


الشكل (٩) شكل الموجات الناتجة .

5 - 17 قادح شميت : Schmitt's Trigger

على الرغم من ان قادح شميت لايعدّ ضمن دوائر متعددة الاهتزازات - وذلك لحاجته الى اشارة ادخال - الا انه يعد واحداً من بين الدوائر المهمة التي تدخل ضمن تركيب كثيرمن الاجهزة الالكترونية (راسم ذبذبات الاشعة المهبطية والتلفزيون وغيرهما). كذلك فان هذه الدائرة تمتلك حالتين مستقرتين . وبهذا فان جهد اخراجها اما ان يكون واطئاً اوعالياً تبعا لنوعية الجهد الداخل اليها وبالتالي فانها تستخدم للحصول على الموجات المربعـــة .

تتكون دائرة قادح شميت -كما في الشكل (١٠) - من دائرة مهتزثنائي الاستقرارية تم فيها فصل قاعدة الترانزستور T_1 عن مجمع T_2 وربط الباعث لكل من T_1 ، T_2 الى مقاومة باعث مشتركة R_l . وحيث ان قاعدة T_2 مربوطة الى مجمع T_1 . لذا فان حالة T_2 ستكون على الدوام معاكسة لحالة T_1 . وعليه فاذا كانت V_{in} = صفرا فان الترانزستور T_1 سيكون في هذه الحالة مغلقا بينما يكون T_2 في حالة اشباع تام . من جهة اخرى . ان ادخال المقاومة R_l الى هذه الدائرة . سوف يؤدي الى احداث تغذية خلفية موجبة لكلا الترانزستورين وبهذا فانه يصبح من اللازم ان يكون جهد الانحياز الامامي - اللازم لنقل الترانزستور من حالة القطع الى حالة الاشباع - مساويا لـ $V_{BL} + V_l$.



الشكل (١٠) دائرة قادح شميت .

في الشكل (١٠) اذا فرضنا ان V_{in} = صفراً عندها يكون T_1 في حالة قطع و T_2 في حالة اشباع نظراً لكون V_{b_2} عالية ذلك ان V_{b_2} تكون مساوية لـ

$$V_{b2} = \frac{V_{cc} \times R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \qquad \dots (14)$$

أي ان

$$V_{b2} = \frac{10 \times 3}{6} = 5\ V$$

لدينا أن

$$V_E = V_{b2} - V_{BE} \qquad \dots (15)$$

اي أن

$$V_E = 5 - 0.6 = 4.4\ V$$

على فرض ان الترانزستور من السيلـكون .

وحيث ان T_1 في حالة قطع لذا فان I_{C_1} يساوي صفراً وبالتالي فان

$$I_{c2} = I_{E2} = 4.4\ mA$$

لدينا في هذه الدائرة . ان

$$V_0 = V_{cc} - I_{C2} R_L \qquad \dots (16)$$

أي أن

$$V_0 = 10 - 4.4 = 5.6\ V$$

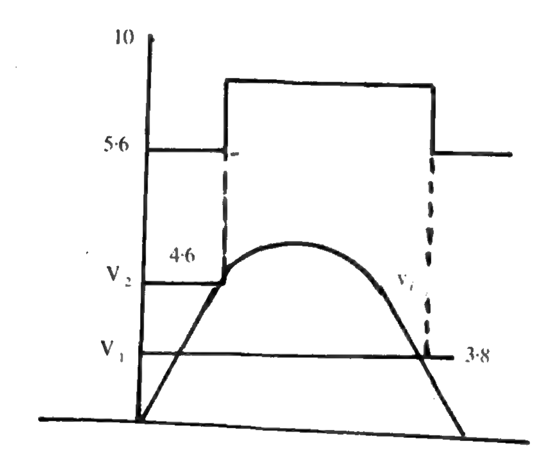
وبهذا يكون الجهد عند مجمع T_2 مساويا لـ 5.6 فولت

الآن اذا ما سلطت الموجة v_{in} على مدخل الترانزستور T_1 – أنظر الشكل (١٠) – ثم زيدت تدريجيا فان شيئا ما لن يحدث مادامت v_{in} أقل من 4.4 فولت . في اللحظة التي تصبح فيه v_{in} اكبر من 4.4 يبدأ T_1 بالتوصيل مما يعني سريان I_{C_1}

وحدوث هبوط في الجهد حول R_1 ونقصان في V_{b_2} الامر الذي يؤدي بالتالي الى غلق T_2 .

دعنا الآن عند هذا الوضع : T_1 مفتوح و T_2 مغلق و $v_{in} = 4.6$ فولت . في هذه الحالة يكون V_E مساوياً لـ $4 = 4.6 - 0.6$ فولت وبهذا فان $I_{E_1} = I_{C_1} = 4mA$.

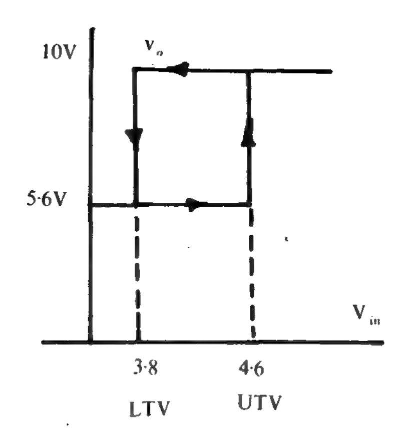
في هذه الحالة يكون V_{c_1} مساويا لـ 6 فولت وتكون V_{b_2} لذلك ، مساوية 3 فولت وبالتالي فان V_{b_2} هي اقل بـ 1 فولت مما يحتاجه T_2 (تذكر ان V_E لهذا الترانزستور يساوي 4 فولت) ليكون في حالة فعالة ومن ثم فان T_2 يكون في حالة قطع تام ويكون V_0 عند 10 فولت – انظر الشكل (١١) – وان اي زيادة في v_{in} لن تؤثرا على حالة اي من الترانزستورين .



الشكل (١١) الموجتين الداخلة والخارجة الى ومن دائرة قادح شميت .

الان اذا مابدأت v_{in} بالنقصان فان الترانزستور T_1 لن يصل الى حالة القطع تماما الا عندما يصل جهد الاشارة الداخلة v_{in} الى اقل من V_E اي عندما يصل جهد v_{in} الى $3.8 = V_E - 0.6$ فولت وبهذا فان T_2 سوف يبدأ بالتوصيل مرة أخرى ويعود الجهد عند مجمع T_2 . الى قيمته الاصلية 5.6 فولت .

بقي ان نذكر أخيرا ان الشكل (١٢) يمثل الجهد الخارج كدالة للجهد الداخل وهو



الشكل (١٢) الجهد الخارج كدالة للجهد الداخل من والى قادح شميت

بذلك يلخص شرحا لعمل دائرة قادح شميت ويلاحظ من هذا الرسم ان الرجوع الى الحالة الاولى يتطلب خفض v_{in} الى اقل من 4 فولت .

هذا ويطلق على الجهد 3.8 بجهد القدح الأدنى lowes trigger voltage اواختصاراً بـ LTV بينما يسمى 4.6 بجهد القدح الاعلى upper trigger voltage او اختصاراً بـ UTV .

مثـال :-

صمم دائرة قادح شميت بالمواصفات الآتية .

$V_{CC} = 15$ UTV = SV $I_{C_2} = 5\ mA$ LTV = 3V

$hFE = 20$

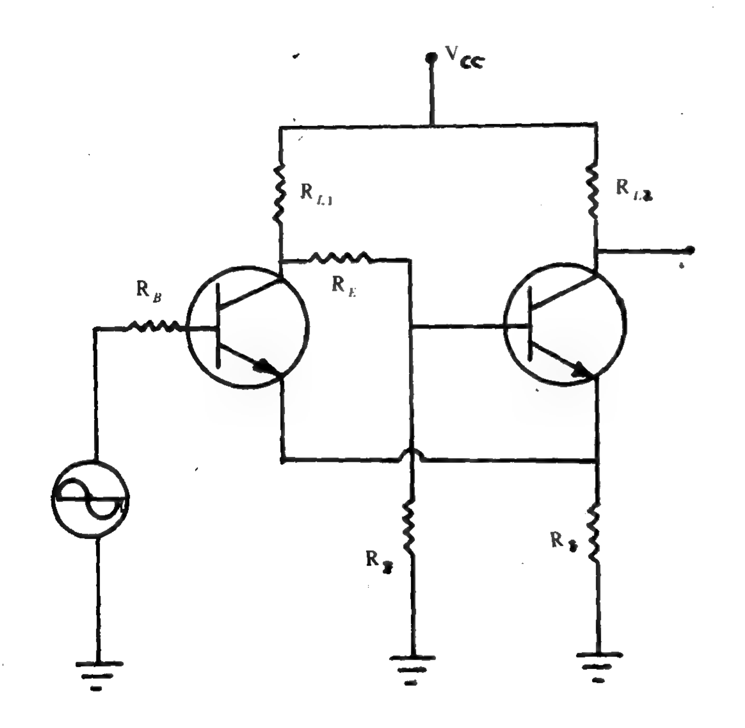
الحـل :-

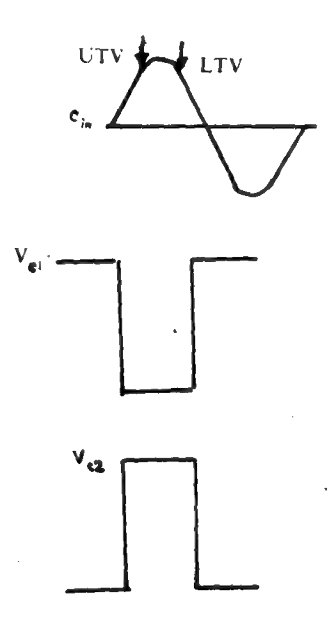
تكون دائرة قادح شميت عادة في الشكل ادناه وعليه فان المطلوب الان هو حساب قيم كل من R_1 , R_2 , R_{L_1} , R_{L_1} , R_B .

لدينا ان

$$I_{C_2} \approx I_{E_2}$$

لذا فان


Vcc
R_L1
R_L2
R_B
R_E


UTV
LTV
Vc1
Vc2

$$(R_{L_2} + R_2) = \frac{V_{CC}}{I_{C_2}} = \frac{15}{5\ mA} = 3\ K\Omega$$

لدينا ايضا ان

$$UTV = VE_2 = 5V$$

$$V_{E_2} = \frac{R_E\ V_{CC}}{(R_{L_2} + R_E)}$$

$$R_E = V_{E_2} \frac{(R_{L_2} + R_E)}{V_{CC}} = \frac{5 \times 3K\Omega}{15}$$

$$R_E = 1\ K\Omega$$

وبهذا فان

$$R_{L_2} = 2K\Omega$$

لدينا ان

$$LTV = V_{E_1} = 3V$$

$$V_{E_1} = \frac{R_E\ V_{CC}}{R_E + R_{L_1}}$$

$$R_{L_1} = \frac{R_E\ V_{CC}}{V_{E_1}} - R_E$$

$$R_{L_1} = 4K\Omega \text{ or } 3.9\ K\Omega$$

على فرض ان

$$I_2 = 10 \quad I_{C_2} = 0.5\ mA$$

لذا فان

$$R_2 = \frac{E_{R2}}{I_2} = \frac{3}{0.5\ mA} = 6\ K\Omega \text{ or } 5.6\ K\Omega$$

من الشكل لدينا أن

$$I_1 = I_2 + I_{B_2}$$

أي ان

$$\frac{E_{R_{L1}} + E_{R_1}}{R_1 + R_{L_1}} = \frac{E_{R_2}}{R_2} + I_{B_2}$$

او أن

$$\frac{V_{CC} - UTV}{R_1 + R_{L_1}} = \frac{UTV}{R_2} + I_{B_2}$$

لدينا ان

$$I_{B_2} = \frac{I_{C_2}}{h_{FE}} = \frac{5\ mA}{20} = 0.25\ mA$$

لذا فان

$$\frac{15 - 5}{3.9\ K\Omega + R_1} = \frac{5}{5.6\ K\Omega} + 0.25\ mA$$

او ان R_1 بعد الحل تساوي

$$R_1 = 4.87\ K\Omega \quad or\ 4.7\ K\Omega$$

من المعتاد ان تختار R_B بحيث ان

$$R_B < h_{FE}\, R_E$$

لذا فان

$$R_B = \frac{h_{FE}\, R_E}{10} = 2K\Omega$$

اسئلة ومسائل

1) بين اوجه التشابه والاختلاف بين المهزاز والمذبذب الجيبي .

2) هل تحتوي الموجة المربعة على اكثر من تردد ؟ اشرح بالتفصيل .

3) عند غلق المفتاح في الدائرة – الشكل (١) – ماالقيمة التي يهبط اليها الجهد 300 فولت بعد مرور زمن قدره $RC = 0.1$ ثانية .

4) ماالمقصود بدائرة قصر ؟ لماذا تكون قراءة الفولتميتر . عند فتح المفتاح (S) في الدائرة – الشكل (١) – عند الزمن T_2 . هي 100 فولت فقط ؟ اشرح ذلك .

5) لماذا تدعى الدائرة في الشكل (٣) بثنائي الاستقرارية ؟ وضح ذلك .

6) مافائدة وجود المتسعتين $C_2 . C_1$ حول $R_2 . R_1$ على التوالي في الشكل (٣) ؟ وهل يؤثر ازالتهما على عمل الدائرة ؟ اشرح ذلك .

7) في الدائرة – الشكل (٣) – على فرض ان T_2 مفتوحا . الى اي قيمة سوف تتغير V_{CL2} عند تسليط نبضة قدح واحدة على قاعدة T_2 ؟ ماشكل الموجة التي تظهر عند V_{CL2} ؟ والى اي مدى من الزمن سيستمر ظهورها ؟

8) لماذا تدعى الدائرة في الشكل (٤) باحادي الأستقرارية ؟ وضح ذلك

9) مافائدة V_{LB} في الدائرة – الشكل (٤) ؟ وضح بالتفصيل .

10) اجب عن السؤال (7) بالنسبة للدائرة – الشكل (٤) .

11) هل يمكن ان تكون نبضة القدح لاي من متعددي الاهتزازات صغيرة ؟ والى اي حد ؟ ولماذا ؟

12) أيهما افضل تسليط نبضة القدح على القاعدة ام على المجمع في دائرتي متعددي الاهتزازات ؟ ولماذا ؟ وضح بالتفصيل .

13) لماذا تدعى الدائرة في الشكل (٦) باللامستقر ؟ وضح ذلك .

14) ماتردد الموجة الناتجة من الدائرة – الشكل (٦) ؟ وما زمن ظهورها ؟ وضح ذلك

15) اذكر مع الشرح بعض التطبيقات العملية لكل من

أ – ثنائي الاستقرارية .

ب – احادي الاستقرارية .

جـ – اللامستقر .

16) اشرح عمل دائرة قادح شميت بالتفصيل .

17) اشرح بالتفصيل لماذا يكون جهد القدح الواطىء LTV اقل من جهد القدح العالي UTV .

18) وضح كيف يؤثر التغير في جهد الاشارة الداخلة على عرض الموجة الخارجة لقادح شميث ؟

19) اذكر مع الشرح تطبيقين لقادح شميت .

20) صمم دائرة قادح شميت مع المواصفات الآتية .

$V_{CC} = 10V$ $I_{C_2} = 7\ mA$ $UTV = 3V$ $LTV = 2V$

21) احسب كلا من LTV , UTV وسعة الموجة الخارجة التابعة للدائرة – الشكل (١٠) – اذا كان

$R_1 = 1.8\ K\Omega$ $R_L = 1K\Omega$ $R_2 = 3.3\ K\Omega$

$R_3 = 2.7\ K\Omega$ $R_E = 470\Omega$ $V_{CC} = 10V$

الفصل الثامن عشر

الدوائر المتكاملة

Integrated Circuits

1 - 18 المقدمة :-

تُستخدم الدوائر المتكاملة integrated..circuits (او اختصاراً I_{C_5}) بكثرة في الحاسبات الالكترونية بسبب صغر حجمها واستهلاكها القليل للقدرة وكذلك الدقة والجودة التي تمتاز بهما هذه الدوائر في عملها كذلك تستعمل في المركبات الفضائية وفي الاجهزة السمعية وغيرهما من الاجهزة حيث يشكل خفة الوزن للدوائر الالكترونية المستعملة عاملا حاسماً في جودة عمل هذه الاجهزة ومن هنا فان خفة وزن الدوائر المتكاملة يمنحها المركز الاول في الاستخدام في مثل هذه الاجهزة .

من ناحية اخرى تمتاز الدوائر المتكاملة برخص ثمنها وذلك بسبب من امكانية انتاج الآلاف من الوحدات المعقدة في زمن واحد وبعملية تصنيع واحدة . فعلى سبيل المثال يمكن انتاج ما يساوي او يزيد عن الف شريحة chip على رقاقة wafer (قطرها 1.5 سم وسمكها 300 مايكروميتر) تحتوي كل شريحة على 50 عنصراً أو مايزيد دفعة واحدة وعليه فانه يبدو واضحا بان كلفة العنصر الواحد من مكونات الشريحة سيكون رخيصا مقارنة مع كلفة تصنيع هذه المكونات بصورة منفصلة وبالطرق العادية .

من المعروف ان معظم العطلات failures التي تحدث في الدوائر المعقدة ذات العناصر المنفصلة discrete compnents يكون اما بسبب حدوث قطع في الاسلاك التي تربط بين هذه العناصر او بسبب من عدم احكام نقاط الربط وحيث ان هذا الربط في الدوائر المتكاملة يتم عن طريق ترسيب المعادن بين اطراف عناصر الدائرة

وعلى بلورة واحدة - كما سنرى لاحقا - لذا فانه يصبح بالامكان الاعتماد على هذه الدوائر ولفترات طويلة ، وما الاقمار الصناعية والمركبات الفضائية الا أدلة جيدة على جودة واحكام عمل هذه الدوائر المتكاملة .

واخيراً وعلى الرغم من كل ماقيل عن مميزات الدوائر المتكاملة الا انه يجدر بنا الاشارة هنا الى ان من الصعوبة السيطرة على دقة قيم العناصر غير الفعالة المصنعة بطريقة التكامل (ومنها المقاومات والمتسعات مثلاً) حيث ان قيم هذه العناصر تكون دالة لكل من الجهد المستعمل ودرجة الحرارة . من جهة اخرى فان المتسعات التي تنتج عرضا - اثناء التصنيع - وبشكل غير مقصود قد يؤدي الى اقران عناصر الدائرة الواحدة مع بعضها الآخر مما يؤثر على عمل هذه الدوائر ولابد من المعالجة الصحيحة .

2 - 18 انواع الدوائر المتكاملة Types of integrated circiuts :

تصنف الدوائر المتكاملة عادة ، الى ثلاثة انواع هــي : -

1 - الدوائر المتكاملة احادية البلورة Monolithic IC_5
2 - الدوائر الغشائية Film circuits
3 - الدوائر المختلطة Hybrid circuits

على الرغم من أن الدوائر الاحادية البلورة هي من اكثر الانواع انتشاراً لحد الآن ومن ثم فان التركيز عليها سيكون اكثر من غيرها ، الا ان استخدام الدوائر الغشائية الرقيقة سيكون هو الافضل عندما تكون النسبة بين عدد العناصر غير الفعالة الى عدد العناصر الفعالة عاليا وعليه فاننا سنشير الى طبيعة هذه الدوائر ولكن من خلال التطرق للدوائر المتكاملة المختلطة وباختصار .

1 - 2 - 18 الدوائــــر المتكاملــــة احاديــــة البلــــورة : -
Monolithic integrated circuits

ان كلمة monoli thic مشتقة من اللغة الاغريقية وتعني الحجر الواحد وعليه فان مصطلح monolithic IC يشير الى دائرة متكاملة تم تصنيع كل عناصرها على شريحة chip منفردة من رقاقة wafer السيلكون . هذا وان عملية التصنيع هذه

تعتمد على مايسمى بعملية تقنية الانتشار في المستوى الواحد diffused planar process حيث يتم في هذه العملية تنفيذ جميع الخطوات اللازمة على سطح واحد لشريحة السيلكون وكذلك تعمل كل التوصيلات اللازمة بين المكونات على نفس السطح .

وعلى الرغم من ان جل اهتمامنا ينحصر في التعرف على الدوائر المتكاملة من حيث الاستخدام الا انه من المفيد جداً التعرف ايضا على كيفية تصنيعها حيث أن عملية التصنيع هذه تعدّ فريدة من نوعها في عالم الالكترونات .

في أوائل الخمسينات عندما كانت صناعة اشباه الموصلات semiconductor technology في بدايتها ،كان الجرمانيوم (Ge) أهم العناصر المعتمدة في هذه الصناعة ، من بين العناصر الاخرى وذلك لسهولة تنقيته وتنميته للحصول على بلورة جرمانيوم كبيرة وكذلك للسرعة العالية التي تتم فيها عملية التصنيع الخاصة بكل من الترانزستورات والثنائيات .

في عام 1960 اصبح واضحا ان السيلكون (Si) بدأ يستبدل الجرمانيوم وفي معظم التطبيقات تقريباً . ان السبب الكامن وراء هذا الاستبدال يشير الى ان للسيلكون مميزات تتلخص فيما يأتـي :

أ) انه عنصر شائع ومتوافر حيث انه يكون 20 % من قشرة الارض ويمكن لذلك استخراجه بسهولة ويسر مما يعني رخص صناعته .

ب) تمتلك ذراته طاقة ترابط عالية مما يجعل استعماله افضل بكثير من الجرمانيوم عند العمل في درجات الحرارة العالية اوبعبارة اخرى صغر تيار التسرب فيه وارتفاع جهد الانهيار التابع له .

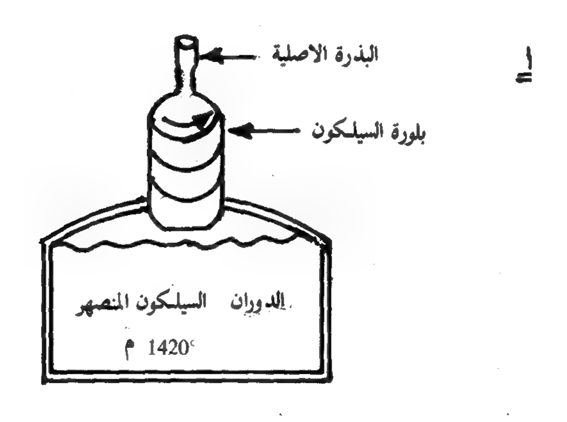
جـ- يمتلك اوكسيداً خاملاً ومستقراً يمكن استخدامه كقناع ضوئي photo-mask -كما سنرى لاحقا - في عملية تصنيع الدوائر المتكاملة اوكعازل جيد يكون طبقة منيعة تحمي البلورة من التلوث والرطوبة . أضف الى ذلك ان هذه الطبقة يمكن ازالتها بسهولة حيث انها تذوب في حامض الهيدروفلوريك الذي لايذوب فيه السيلكون.

على أية حال ، تعدّ عملية تصنيع الدوائر المتكاملة احادية البلورة معقدة وفيما يأتي أهم الخطوات الخاصة بهذه الصناعـــة : -

أولاً : – عمليـــــة انمــــاء البلـــورة Crystal growth

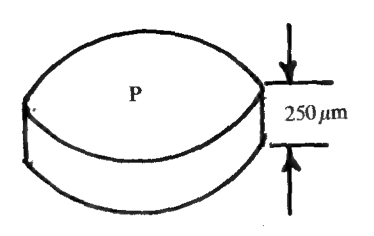
يوضع السيلكون النقي ، المستخرج من الرمل الذي يكون على هيئة مسحوق ، في جفنة التسخين وتتم عملية تسخينه في جو من غاز خامل an inert atmosphere – لمنع عملية التأكسد – حتى درجة °1420 مئوية – اي درجة انصهار السيلكون . لابد ان نذكر انه اذا ما اريد ، كما هي الحال هنا ، تطعيم dopping السيلكون بأي مادة فانها تضاف الى مسحوق السيلكون وبالكمية المناسبة .

بلورة صغيرة منفردة تعدّ بمثابة بذرة seed ، يتم ادخالها الى منصهر السيلكون في جفنة التسخين . تدار البذرة ببطء ، في داخل المنصهر ، ثم تسحب خارجا . يبدأ السيلكون المتجمع حول البذرة ، بالتجمد اثناء عملية السحب وبهذه الطريقة تنمو البلورة – أنظر الشكل (١) . وعن هذا الطريق يمكن في الوقت الحاضر ، تحضير بلورة سيلكون بقطر من 1 الى 3 إنج وبطول قدم واحد .



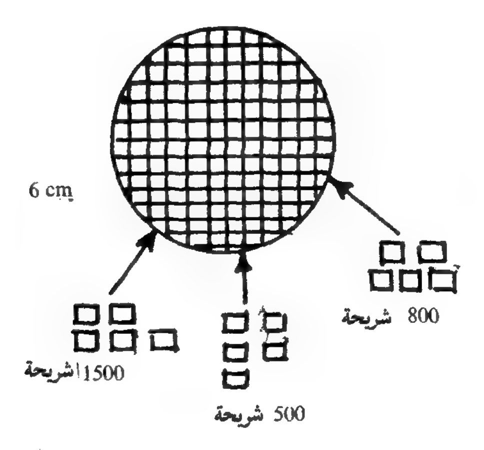
الشكل (١) طريقة انماء البلورة .

تقطع البلورة الكبيرة الى رقاقات wafer مدورة كثيرة بسمك 250 مايكرومتر (= 0.01 إنج) وقطر من 5 الى 8 سم – أنظر الشكل (٢) . يصقل أحد وجهي الرقاقة ويلمع الى ان يصبح ناعما وصقيلا كسطح مرآة . عندما يصبح سمك الرقاقة حوالي 0.006 إنج ويكون خاليا من العيوب الشبكية التي ترافق البلورات عادة ، تكون الرقاقة عندئذ جاهزة لعمليات لاحقة اخرى وتدعى بطبقة الاساس substrate اي تكون الجسم الذي يرتكز عليه جميع أجزاء الدائرة .



الشكل (٢)   رقاقة منفردة (طبقة الاساس) .

ومن الجدير بالذكر ان الرقاقة الواحدة تقسم الى شرائح صغيرة chips (عادة ماتكون بين 50 الى 1500 شريحة على الرقاقة الواحدة) وتحتوي كل شريحة على 50 عنصرا (ترانزستور او ثنائي او مقاومة .. وغيرها) – أنظر الشكل (٣) . وحيث ان هذا التقسيم يشمل كل الشرائح المنتجة لذا فان هذا الانتاج سيكون على نطاق واسع large scale . هذا الانتاج الموسع mass production هو السبب المباشر في قلة كلفة تصنيع الدوائر المتكاملـة .



الشكل (٣)   تقسيم الرقاقة الى شرائح .

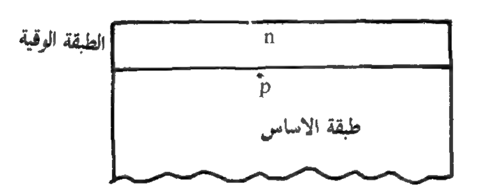
ثانيــــاً : – الطبقة الفوقيــــة Epitaxial layer n

ان كلمة Epitaxy هي اغريقية ايضاً ، وتشير الى عملية انماء مادة فوق سطح مادة اخرى ومن هنا فان هذا المصطلح يظهر في صناعة الدوائر المتكاملة ليشير الى عملية انماء طبقة اضافية من مادة شبه الموصل على سطح الرقاقة (طبقة الاساس) عن طريق ترسيب بخار هذه المادة على السطح المذكور .

ان الطبقة الاضافية ستكون امتداداً للبناء البلوري الذي تحتها ، اي ان البناء الذري في هذه الطبقة الفوقية ستكون نسخة طبق الأصل من البناء الذري الاصيل للبلورة (الرقاقــــة) .

يتم تكون الطبقة الفوقية n عن طريق وضع الرقاقات في فرن وتسليط غاز هو مزيج من ذرات السيلكون وذرات مانحة خماسية التكافؤ على الرقاقات . يكون هذا المزيج طبقة خفيفه شبه موصلة من نوع n على السطح المسخن لطبقة الاساس – انظر الشكل (٤) – . تسمى هذه الطبقة بالطبقة الفوقية epitaxial layer

كما يظهر في الشكل (٤) يكون سمك هذه الطبقة الفوقية حوالي 10 مايكرومتر بينما يكون سمك طبقة الاساس حوالي 200 مايكرومتر .



الشكل (٤) طبقة الاساس مع الطبقة الفوقية (n)

على اية حال ، تكون الدرجة الحرارية التي يتم عندها ترسيب غاز السيلكون والشوائب الاخرى على الرقاقة ، اقل بكثير من درجة حرارة انصهار السيلكون وذلك لمنع هـذه الشوائب من النفاذ داخل البلورة ومن ثم السيطرة على سمك الطبقات المترسبة بشكل كبير ودقيق . هذا وان الحصول على السيلكون النقي يمكن ان يتم بطرق متعددة ومنها على سبيل المثال التفاعل المتعاكس reversible الآتي :

$$2H_2 + SiCl_4 \rightleftharpoons Si + 4HCl$$

الذي يحدث عند درجة 1202 مئوية .

عليه فان وضع مزيج من غازي $SiCl_4 , H_2$ ومركبات الفسفور فوق بلورة السيلكون (طبقة الاساس) سوف يؤدي . عند التسخين ، الى تحرر ذرات السيلكون من التفاعل الكيمياوي وترسبه مع الفسفور فوق طبقة الاساس مكونا الطبقة الفوقية .

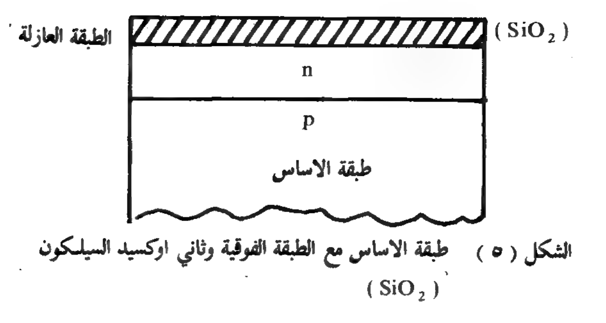
ذكرنا أنفا ان سمك طبقة الاساس يكون في حدود 200 مايكرومتر بينما لايحتاج كل من الباعث والقاعدة معا للترانزستور – على سبيل المثال – الى عمق اكثر من 2 الى 3 مايكرومتر وينطبق هذا على بقية العناصر الاخرى . لذا فانه يمكن القول ان مركبات الدائرة المتكاملة تحتاج فقط الى رقاقة بسمك 10 مايكرومتر وبالتالي فانه يصبح من المرغوب فيه حقا أن تكون رقاقة السيلكون (طبقة الاساس) بهذا السمك . على اية حال . ان عمل رقاقة السيلكون بسمك اقل مما هو عليه (250 مايكرومتر) سيجعلها عرضة للكسر ويجعل من صناعتها غير اقتصادية . من هنا وبسبب من استخدام عملية الانتشار diffusion processe في صناعة مكونات الدائرة المتكاملة تبرز الحاجة الى الطبقة الفوقية n .

فضلاً عما ذكر اعلاه فانه من الممكن التحكم بقيمة مقاومة الطبقة الفوقية من خلال التحكم بنسبة التطعيم (كمية المادة الخماسية التكافؤ) ولسوف يتضح أهمية هذا التحكم لاحقا .

ثالثاً :– الطبقة العازلة The insulating layer

بعد أن تم انماء الطبقة الفوقية n على طبقة الاساس توضع الرقاقات في فرن يحتوي على الاوكسجين او بخار الماء وفي درجة حرارية تتراوح مابين 800 الى *1300 مئوية . يعمل الاوكسجين على اختراق سطح السيلكون ويتحد كيمياويا مع ذرات الشبكة البلورية مكونا مادة صلبة . مستقرة وخاملة كيمياويا . شبيهة بالزجاج تدعى باوكسيد السيلكون (SiO_2) – انظر الشكل (٥) .

يكون سمك الطبقة العازلة (SiO_2) في حدود 1 مايكرومتر وتعمل على حماية الطبقة الفوقية من التلوث وكذلك من أي تفاعل كيمياوي محتمل . وبهذا تكون الرقاقة في حالة تسمح بأجراء العمليات الاخرى اللازمة التي تقود أخيرا الى بناء الدائرة المتكاملة .



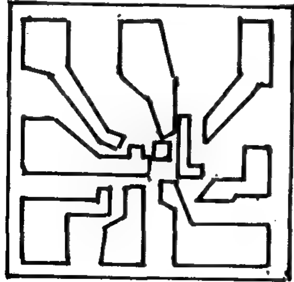
الشكل (٥) طبقة الاساس مع الطبقة الفوقية وثاني اوكسيد السيلكون (SiO_2)

رابعاً :– الاقنعة الضوئية photo-mask

يلزمنا – قبل البدء بتوليد مكونات الدائرة المتكاملة عن طريق عملية الانتشار – بعض التحضيرات الضرورية الخاصة بتصنيع هذه الدوائر . فعلى سبيل المثال نحتاج اولا الى التصاميم الهندسية الخاصة بمكونات هذه الدوائر المتكاملة اللازمة لكل خطوة في عملية التصنيع .

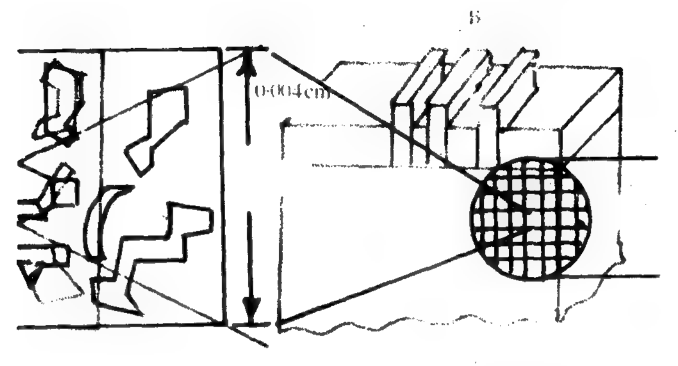
يتم في البداية رسم التصميم الهندسي على ورقة بطول 30 انج وعرض 30 انج وذلك للحصول على اعلى درجة من الدقة في الرسم لتلافي حدوث أي خطأ محتمل . ثم يصغر هذا التصميم حوالي (500) مرة بوساطة التصوير الضوئي . بعد ذلك يستخدم لوح من الزجاج . يكون حجمه بقدر حجم الرقاقة . فيطلى بمادة حساسة للضوء photo sensitive ثم يوضع التصميم على اللوح الزجاجي ولعدد من المرات (من 50 الى 1500 مرة) يتم تعريضها الى الضوء في كل مرة .

يعامل اللوح الزجاجي . بعد ذلك . مع حامض الهيدروفلوريك فتذوب الاجزاء التي تعرضت للضوء دون غيرها ويتولد لدينا مايعرف بالاقنعة الضوئية photo-masks التي تستخدم لنقل الصور المطلوبة الى الشرائح المتعددة في الرقاقة ويوضح الشكل (٦) احد هذه الصور .



الشكل (٦) الصور المطلوبة على الشريحة .

كذلك فان الشكل (٧) يعطي فكرة عامة عما اردنا قوله في اعلاه . ففي هذا الشكل تم فصل أحد الشرائح من جاراتها في الرقاقة كما تم فصل ترانزستور من هذه الشريحة عن باقي مكوناتها . وهكذا يمكنك الوصول الى حقيقة ما يجب أن تكون عليه عملية تصنيع الدوائر المتكاملة من تعقيد علما بأن لكل ترانزستور مجمعاً وقاعدة وباعثاً .



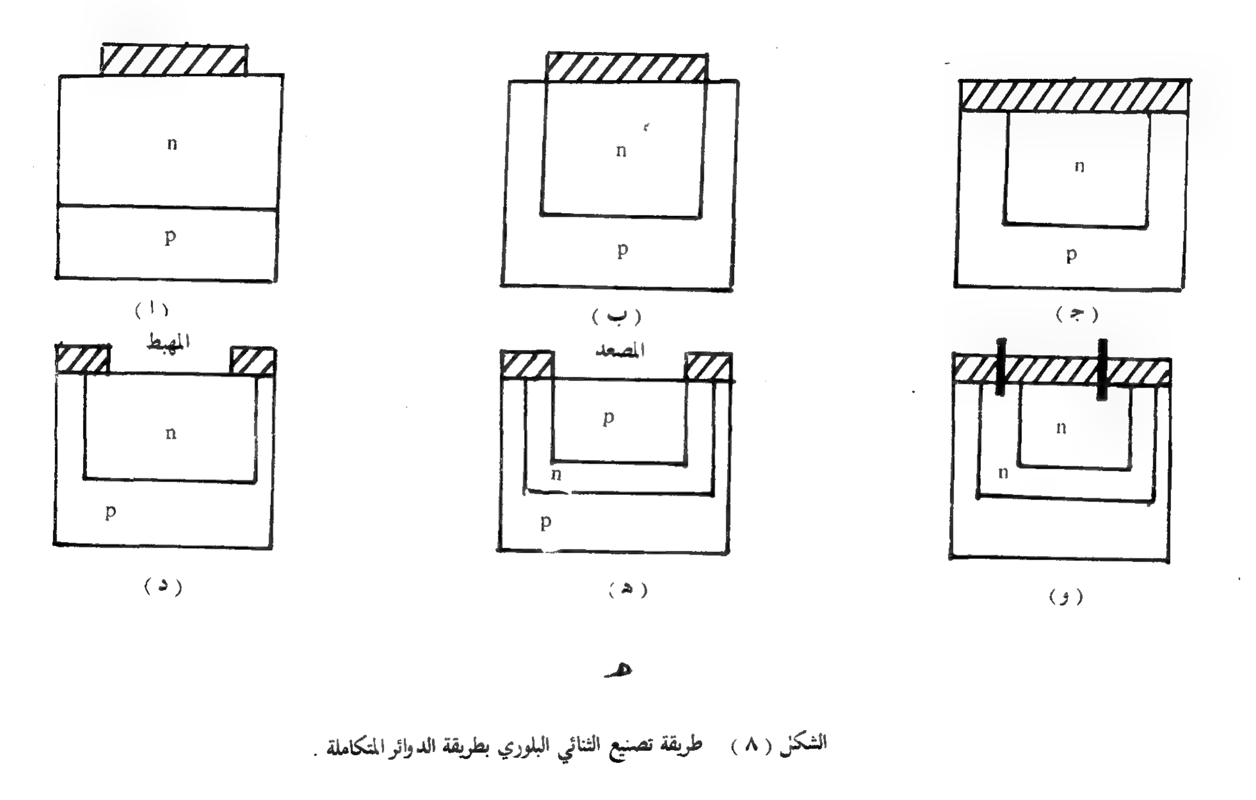
الشكل (٧) تقسيم الرقاقة الى شرائح والمكونات التابعة لها

2 - 2 - 19 تصنيع مكونات الدائرة المتكاملة :-

ان الخطوات المارة الذكر تكون مشتركة في عملية تصنيع جميع مكونات الدائرة المتكاملة الا ان مايتبع بعد ذلك من خطوات يختلف من عنصر الى آخر . هذا وسنحاول هنا التعرف على الخطوات الخاصة بكل من :-

أ- الثنائي البلوري المتكامل Integrated crystal diode :- يبين الشكل (٨) الخطوات المتبعة في عملية تصنيع الثنائي بصيغة الدائرة المتكاملة على البلورة الاحادية . بعد ان يطلى سطح الاوكسيد للرقاقة بغشاء رقيق من مادة المضادات الضوئية يعرض لضوء الاشعة فوق البنفسجية من خلال الاقنعة الضوئية ويبين الشكل (٨ أ) بأن المضاد الضوئي والقناع استعملا وان جزءاً من كل جانب من طبقة الاوكسيد قد حفر بالحامض .

من الجدير بالذكر ان هناك نوعين من المضادات الضوئية الموجبة والسالبة ففي النوع الموجب يكون جزء السطح المعرض لضوء الاشعة فوق البنفسجية قابلاً للحفر etching اما الجزء الذي لايتعرض للضوء فانه لايذوب بالحامض الهيدروفلوريك وبذلك يبقى هذا الجزء معزولا بوساطة الاوكسيد . اما باستعمال المضادات الضوئية السالبة فان الاجزاء



الشكل (٨) طريقة تصنيع الثنائي البلوري بطريقة الدوائر المتكاملة .

التي تتعرض للضوء هي التي تكون غير قابلة للذوبان بالحامض .

بعد ذلك توضع الرقاقة في فرن وتعرض الى ذرات قابلة (ثلاثية التكافؤ) فتنتشر هذه الذرات في الاجزاء المحفورة دون الاجزاء التي لاتزال مغطاة بطبقة الاوكسيد . وتحولها من نوع سالب الى نوع موجب –الشكل (٨ب)– وبذلك نكون قد حصلنا على جزيرة لمادة من نوع سالب n-type تحت طبقة اوكسيد السيلكون فقط .

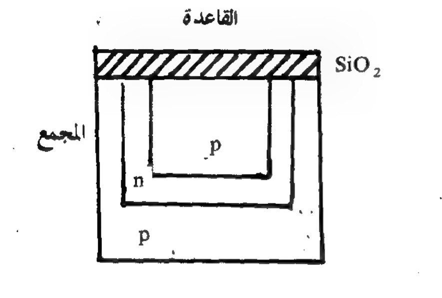
بعد ذلك يمرر اوكسجين نقي فوق الرقاقة (wafar) وذلك لتغطية الاجزاء المحفورة مرة أخرى بأوكسيد السيلكون – الشكل (٨ ج) .

تحفر فجوة في وسط طبقة الاوكسيد(بعد أن يطلى السطح بالمضاد الضوئي مرة أخرى ثم يعرض الى الضوء خلال قناع آخر) لكشف الطبقة الفوقية n وعادة مايطلق على هذه الفجوة او الفتحة بالشباك Window وبذلك يكون قد تم تحديد مهبط (cathode) الثنائي الشكل (٨ د) .

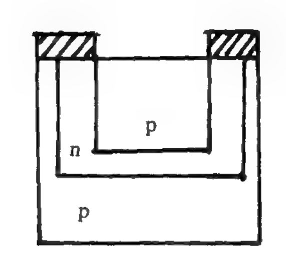
بعدها تمرر من خلال الشباك – ذرات ثلاثية التكافؤ – التي تنفذ الى الطبقة الفوقية n لتكون جزيرة من نوع موجب p-type – انظر الشكل (٨ هـ) . وبهذا يتم تشكيل وصلة الـ PN فوق طبقة الاساس .

يعاد نفخ الاوكسجين فوق الرقاقة ليغطي اوكسيد السيلكون جميع سطح الرقاقة . اما الخطوة الاخيرة فتكون خاصة بترسيب المعدن (الالمنيوم) عند المواقع المناسبة – بعد حفرها انظر الشكل (٨ و) .وبهذه الطريقة نكون قد حصلنا على الثنائي المتكامل الشكل (٨ و) .

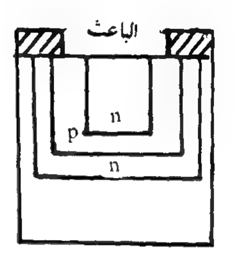
ب – الترانزستور المتكامل : – Integrated transistor يصنع الترانزستور بنفس طريقة تصنيع الثنائي ويبين الشكل (٩) الكيفية التي يتم بموجبها تصنيع الترانزستور على جزء من طبقة الاساس لبلورة احادية متكاملة . لهذا السبب فان الخطوات المتبعة في تصنيع الثنائي . ستكون هي نفسها هنا حتى عملية تغطية السطح للرقاقة كله باوكسيد السيلكون SiO_2 – أنظر الشكل (٩ أ) .

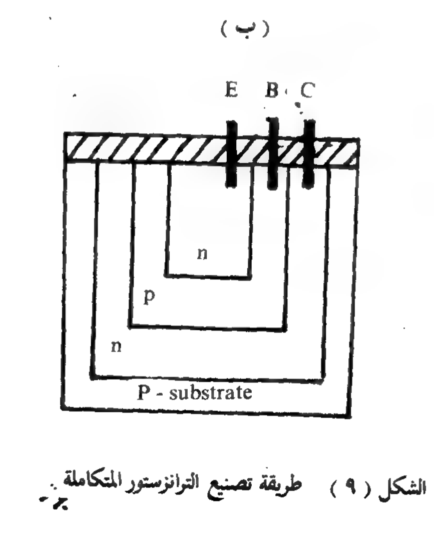


(أ)



(ب)





الشكل (٩) طريقة تصنيع الترانزستور المتكاملة.

لتكوين الباعث نحفر شباكا في طبقة الـ SiO_2 لكشف الجزيرة من نوع p – الشكل (٩ب) – وتنشر ذرات خماسية التكافؤ في جزيرة p . بهذه العملية نكون قد كونا جزيرة صغيرة من نوع – n فوق جزيرة p – الشكل (٩ ج) . بعدها نوقف النشاط الكيمياوي للتركيب وذلك بنفخ الاوكسجين على سطح الرقاقة لتكوين اوكسيد السيلكون مرة اخرى – أنظر الشكل (٩ د) .

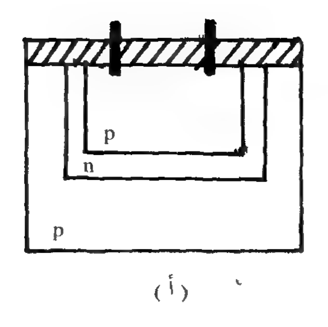
يتم ترسيب المعدن عن طريق حفر فتحات في طبقة SiO_2 ، ليقوم بالتوصيل الكهربائي مع الباعث والقاعدة والجامع وبهذه الطريقة نكون قد حصلنا على الترانزستور المتكامل – الشكل (٩ ج) . .

جـ- المقاومـات المتكاملـة Integrated resistor :– من المعروف ان المواد شبه الموصل ليست مواد جيدة التوصيل للتيار عند الدرجات الحرارية العادية وبالتالي فانها تمتلك قدراً معينا من المقاومية resistivity لمرور التيار . كذلك معروف ان مقدار هذه المقاومية يعتمد على مدى تركيز الشوائب في هذه المواد وكذلك على عمق انتشارها وبالتالي فانه يصبح من الممكن التحكم بقيمة المقاومة شبه الموصلة والمتكاملة عند السيطرة على تركيز الشوائب وعمق الانتشار لهـا .

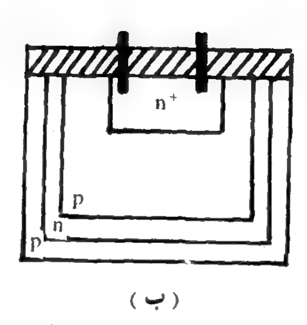
على أية حال ، يتم تصنيع المقاومات المتكاملة اما مباشرة من خلال تصنيع الترانزستور او عن طريق دوائر الاغشية الرقيقة وهي بذلك تكون على نوعيـن : –

(أ) مقاومة الوصلة The junction resistor : – يتم تصنيع مقاومة الوصلة بايقاف ظاهرة الانتشار بعد ادخال مادة النوع الموجب p-type التي تكون قاعدة الترانزستور – أنظر الشكل (١٠أ) . يلاحظ في الشكل (١٠أ) أن اوكسيد السيلكون ونقاط الاتصال (الالمنيوم) قد تم تصنيعها ايضا وباتباع نفس الخطوات السابقة . ان قيمة هذه المقاومة المتكاملة الناتجة تتحدد من خلال قيمة المقاومية لمادة شبه الموصل الموجب p-type وكذلك طوله L ومساحته A . اي ان

$$R = \rho \frac{L}{A} \qquad \ldots (1)$$



(أ)

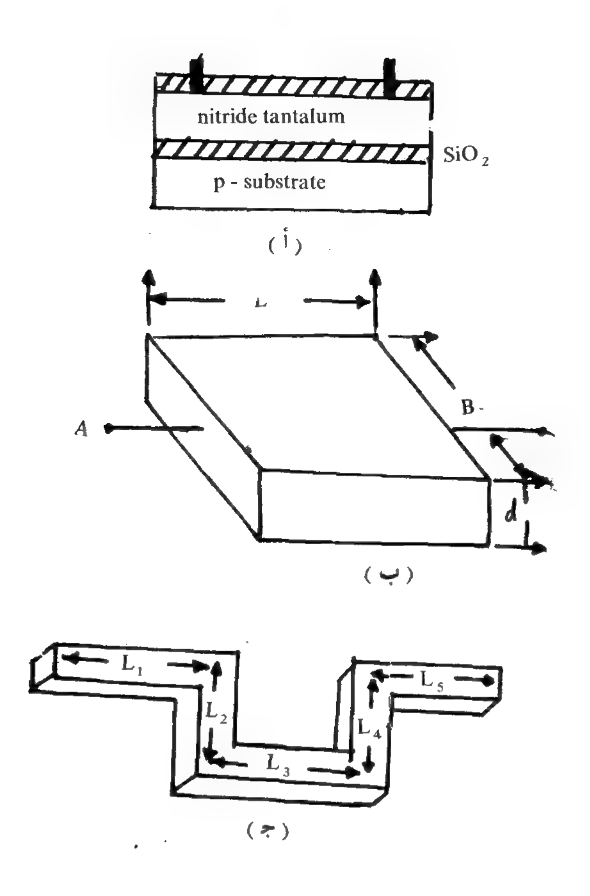


(ب)

الشكل (١٠) مقاومة الوصلة المتكاملة .

هذه الطريقة خاصة بتصنيع المقاومات المتكاملة العالية القيمة أما بالنسبة للمقاومات الصغيرة القيمة (أقل من 20 أوم) فانه يتم تصنيعها عن طريق نشر الشوائب المانحة (n^+) ذات التركيز العالي بنفس الطريقة التي يتم فيها نشر باعث الترانزستور – أنظر الشكل (١٠ ب) .كذلك يلاحظ في هذا الشكل طبقة ثاني اوكسيد السيلكون واطراف التوصيل المعدني .

(ب) مقاومة الغشاء الرقيق Thin-*film* resistor :– يتم تصنيع مقاومة الغشاء – الرقيق بوضع مادة مقاوم مثل نتريت التنتلوم Nitrided Tan tum نكروم Nichrome أو اوكسيد القصدير Tin Oxide فوق اوكسيد السيلكون الذي يغطي طبقة الاساس P أنظر الشكل (١١ أ) . ثم تغطى هذه المادة بثاني اوكسيد السيلكون وتعمل اطراف التوصيل المعدني .



الشكل (١١) مقاومة الغشاء – الرقيق المتكاملة .

تكون قيمة المقاومة بين الطرفين B , A – أنظر الشكل (١١ ب) – مساوية لـ

$$R_{AB} = \frac{\rho L}{\omega d} \quad \ldots (2)$$

لدينا أن

$$R = \frac{\rho}{d}\ \Omega/sq \quad \ldots (3)$$

حيث تدعى R بمقاومة sheet resistor للمادة وتقاس بالاوم لكل وحدة مربعة من المادة وتختلف قيمتها من مادة الى اخرى – انظر الجدول ادناه .

Tin Oxi	Nichrome	Nit Tanta	اسم المادة
1000 Ω / sq	400 Ω/sq	50 Ω/sq	R

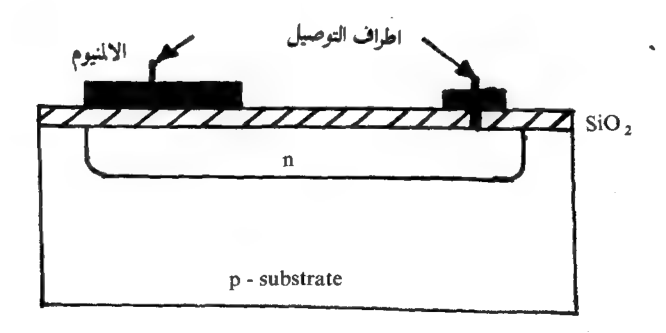
عند التعويض عن $\frac{\rho}{d}$ بـ R في المعادلة (2) نحصل على

$$R_{AB} = R\,\frac{L}{\omega} \qquad \ldots (4)$$

فاذا كان المطلوب مقاومة 5 كيلو أوم – على سبيل المثال – باستخدام نتريت التنتلوم فان نسبة الطول الى العرض يجب ان تساوي $\frac{R_{AB}}{R} = \frac{L}{\omega} = \frac{5000}{50} = 100$

فاذا كان العرض (5) ملي متر فان الطول سيكون (500) ملي متر. هذا الطول يعدّ مسافة كبيرة جدا مع مقياس الـ IC_s وعليه فانه يتم تقصير هذه المسافة الى ادنى حد ممكن بان يستخدم مايسمى بالطريقة الملتوية لصنع المقاومات –أنظر الشكل (١١ ج) .

د– المتسعات المتكاملة Integrated capacitor : – من الممكن تصنيع متسعة ، ذات نوعية جيدة ، بطريقة الدوائر المتكاملة الا ان القيم العملية لهذه المتسعات تكون محدودة ويوضح الشكل (١٢) صورة نموذجية لمتسعة بصيغة الدوائر المتكاملة وهي ببساطة صفيحتان متوازيتان بينهما عازل من اوكسيد السيلكون . تكون الصفيحة العليا من الالمنيوم أما الصفيحة السفلى فتكون من مادة نصف موصلة سالبة – n .



الشكل (١٢) المتسعة المتكاملة .

تكون قيمة هذه المتسعة مساوية لـ

$$C = \varepsilon \frac{A}{t} \qquad \ldots (5)$$

حيث تمثل A مسافة المتسعة و ε ثابت العازل ($0{\cdot}2 \times 10^{-12}$ F/m في هذه الحالة) و t سمك العازل اي المسافة بين الصفيحتين .

من الواضح انه بالامكان زيادة C بزيادة A اوعند تقليل المسافة t بين الصفيحتين الا ان هناك حدوداً حيث انه يعد غير اقتصادي ان تكون نصف الشريحة (chip) متسعة فقط كذلك فانه لايمكن تقليل سمك العازل الى ادنى حد حيث ان هناك قيمة معينة للمجال الكهربائي ($V/t = 10^7$ V/cm) يمكن ان يتحملها العازل (أوكسيد السيلكون) ثم ينهار بعدها . فعلى سبيل المثال ، اذا كان الجهد المسلط هو (30) فولت فان اقل سمك سيكون في حدود 300 انكلستروم . على اية حال ، فان (500) انكلستروم سيكون هو السمك العادي المستخدم وصفيحة مساحتها 10^{-3} سم^2 بهذا السمك تعطي متسعة سعتها (40) بيكوفراد .

في معظم الاحيان اذا كانت المتسعة المطلوبة كبيرة القيمة نوعا ما فانه يمكن استخدام متسعة خارجية تربط بشكل منفصل الى الدائرة المتكاملة .

هـ– الملفات المتكاملة Integrated inductor :– تصنع الملفات المتكاملة بقيم محاثة في حدود بضع مايكروهنري (μH) من الاغشية الرقيقة thin film عن طريق ترسيب مواد موصلة على مواد عازلة بشكل حلزوني . الا ان هذا النوع من الترسيب يأخذ مساحة كبيرة على طبقة الاساس ويمتلك عامل جودة* Q واطئاً . وبهذا فان هذه الملفات تستعمل مع الترددات العالية التي تتطلب محاثة قليلة وعاملاً Q صغيراً . أما في الاحوال التي تتطلب ملفات بمحاثة عالية فانه يتم ربط الملف كعنصر منفصل discretc – اي يربط خارجيا – الى الدوائر المتكاملة .

---

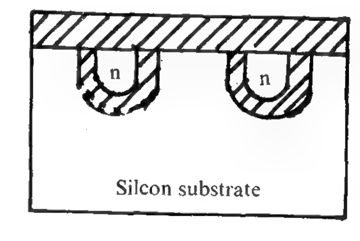
* يعرف العامل Q بانه النسبة بين القدرة المخزونة الى القدرة المستهلكة

3 – 19 عزل العناصر عن بعضها في الدوائر المتكاملة :-

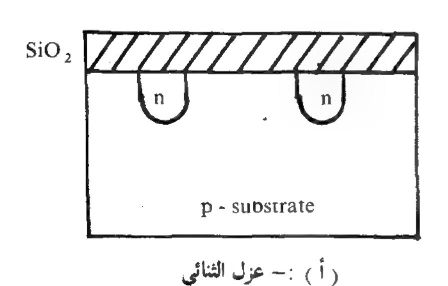
رأينا فيما مضى ان عنصر الدائرة المتكاملة يتم تكوينه داخل المنطقة السالبة -n- الملامسة لطبقة الاساس P . وحيث أن الدائرة المتكاملة (الشريحة) تحتوي على اكثر من عنصر لذا فانه يصبح من الضروري عزل مناطق n المختلفة – التابعة لمختلف العناصر – عن بعضها الاخر وبذلك يتم عزل المكونات عن بعضها الآخر – هناك ، على اية حال ، طريقتان لأجراء عملية العزل هما :

أ – عزل الثنائي pN diode isolation pN :– ويتم الحصول على هذه الطريقة في العزل عمليا عن طريق ربط طبقة الاساس P الى اكثر الجهود سالبية (غالبا ماتكون الارض) في الدائرة وبذلك يتولد لدينا ثنائي وصلة PN منحازعكسيا ومن ثم لايسمح للتيار بالسريان من منطقة N الى اخرى . انظر الشكل (١٣ أ) .

ب – عزل ثنائي اوكسيد – السيلكون Silicon-dioxide isolation :–
يتم في هذه الطريقة احاطة كل منطقة N بطبقة من ثاني اوكسيد السيلكون . تكون طبقة الاساس في هذه الحالة غير مطعمة او بعبارة أخرى انها من شبه موصل نقي – انظر الشكل (٢ ب) .



(ب) :– عزل ثاني أوكسيد السيلكون



(أ) :– عزل الثنائي

الشكل (١٣) طرق عزل العناصر المتكاملة .

من الواضح ان هذه الطريقة في العزل تفوق الطريقة الاولى وتمتاز عليها . فالعزل هنا افضل ، لأن ثاني اوكسيد السيلكون يكون اكثر عزلا من وصلة الـ PN المنحازة عكسيا . كذلك فان المتسعة بين منطقة N وطبقة الاساس سوف تختفي – لاختفاء الاخيرة – وبذلك يتحسن عمل الدائرة في الترددات العالية .

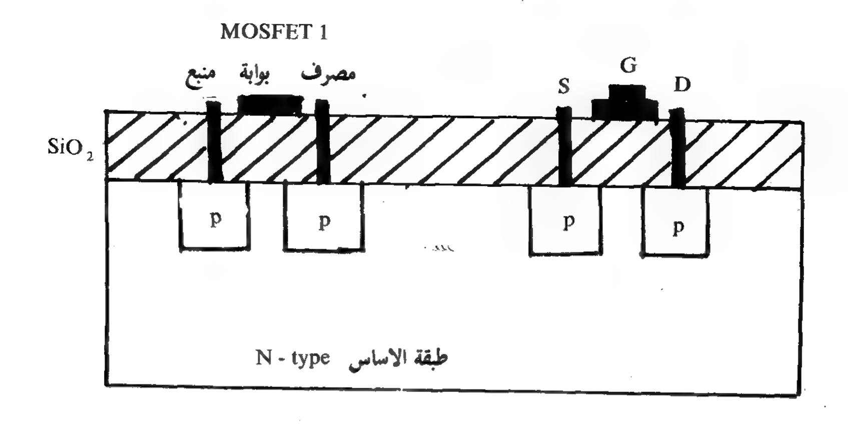
وعلى الرغم من المميزات اعلاه فان هذه الطريقة تتطلب زيادة في خطوات التصنيع مما يعني زيادة في الكلفة ذلك ان الكلفة الرخيصة هي حجر الزاوية في صناعة الدوائر المتكاملـة .

4 – 19 دوائر MOS المتكاملة : Metal - Oxide Semiconductor ICS

الدوائر المتكاملة الاحادية البلورة ، التي تمت مناقشتها توا ، يمكن ان ندعوها بشكل ادق بالدوائر المتكاملة احادية البلورة ثنائية القطب bipolar monolithic IC_s وذلك لانها تعتمد اساسا على تصنيع الترانزستور الثنائي القطبية JBT . من جهة اخرى هناك عائلة أخرى من الدوائر المتكاملة احادية البلورة تعتمد في تصنيعها على تركيب ترانزستور تأثير المجال ذي الاوكسيد المعدني Mos FET الاحادي القطبية وتستخدم بكثرة في عدد من التطبيقات وخصوصا مايتعلق منها في مجال الالكترونيات الرقمية . كما ان هناك ايضا بعض الدوائر المتكاملة التي تحوي كلا من نوعي الترانزستور ثنائي القطبية واحادي القطبية .

على اية حال ، ان العمليات المستخدمة في تحضير الرقاقة لدوائر Mos المتكاملة هي ، في الحقيقة ، نفس العمليات التي مر ذكرها عند تصنيع رقاقة دوائر ال BJT المتكاملة الا ان العمليات الخاصة لـ MOS تكون اقل كلفة من عمليات الثنائي القطبية . ففي ترانزستور MOS يلزم عملية نشر شوائب واحدة لتكوين كل من منطقتي المنبع والمصرف – كلاهما يقعان في مستوىً واحد – مقارنة مع اثنتين الى أربع عمليات نشر في الدوائر المتكاملة الثنائية القطب ، وعلى العموم فان عدد مراحل تصنيع ترانزستور MOS تصل الى حوالي 35 مرحلة بينما يحتاج الترانزستور العادي الى 140 مرحله وبالتالي فان دوائر MOS المتكاملة تشغل مساحات اصغر مما تشغله دوائر الترانزستور ثنائي القطبية .

فضلاً عما ذكر اعلاه فان عزل المكونات عن بعضها الاخر سوف تنتفي الحاجة اليها في دوائر الـ MOS حيث ان كل منطقة منبع اومصدر سوف تكون مفصولة عن مثيلاتها بوساطة وصلة PN المتكونة بفعل وجود طبقة الاساس – انظر الشكل (١٤) . وبسبب من عدم الحاجة الى مناطق العزل هذه ، بين مكونات دوائر MOS المتكاملة فان كثافة المكونات لهذه الدوائر يمكن ان تكون عالية جداً (اكبر عشرة مرات مما هي عليه في دوائر BJT المتكاملة) وبالتالي فان دوائر MOS المتكاملة تصلح على وجه الخصوص



الشكل (١٤) دوائر الـ MOS .

لعمليات التكامل الموسع * large scale integration* (اختصاراً LSI) وهو زيادة كثافة العناصر مع انخفاض كلفة التصنيع .

على الرغم من المميزات المذكورة اعلاه لدوائر MOS المتكاملة فان هذه الدوائر تعاني من بطء في الاستجابة الترددية ذلك لأن كبر مساحة معدن البوابة ووجود العازل SiO_2 سوف يضعان حداً للتردد الذي يمكن استعماله الى حوالي (1MHZ) بسبب من كبر المتسعة المتولدة . على اية حال ، للحصول على دوائر MOS تعمل بترددات أعلى تستبدل طبقة الاساس N بطبقة أساس من نوع P وبالتالي تصبح القناة المحتثة من النوع n التي تفوق سرعة شحناتها (الالكترونات) سرعة شحنات القناة p (الفجوات) بحوالي (3) مرات .

ومن الجدير بالذكر ان المقاومة المتكاملة في دوائر الـ MOS هي عبارة عن ترانزستور E-MOSFET ربطت بوابته الى مصرفه وبذلك تعمل القناة التعزيزية عمل مقاومة تعتمد قيمتها على الشكل الهندسي لها وعلى مستوى التصميم وتساوي مقلوب معامل توصيل الترانزستور (g_m) بهذه الطريقة يمكن الحصول على مقاومة تزيد قيمتها عن (100) كيلو اوم ومثل هذه القيمة لاتكون سهلة المنال عند تصنيعها بطريقة الانتشار .

تعد الدائرة المتكاملة من الصنف الموسع اذا زاد عدد الترانزستورات فيها عن (500) اما اذا قل عن ذلك فانها تصف ضمن دوائر قليلة التكامل (SSI) .

5 - 19 الدوائر المتكاملة المختلطة Hybrid IC_s

تتكون معظم الدوائر المتكاملة المختلطة من شبكة من مقاومات مصنوعة أما من اغشية رقيقة thin-films او أغشية سميكة thick-films مرسبة على طبقة أساس عازلة مضافا اليها المكونات الاخرى من الثنائيات والترانزستورات والمتسعات وغيرها

النوع الآخر من الدوائر المتكاملة المختلطة يتكون من دوائر متكاملة احادية البلورة وثنائية القطب monolithic bipolar IC_s وتكون على صيغة مقاومة او مقاومات مصنعة من من الاغشية الرقيقة ومرسبة على اوكسيد السيلكون . هذا النوع من المقاومات بنوعيها السميك والرقيق يكون اكثر استقراراً من المقاومات المصنعة بطريقة الانتشار .

على أية حال . تمتاز الدوائر المتكاملة المختلطة بعدد من المميزات يمكن اجمالها بما يأتـــي :

1 هناك الكثير من المرونة عند التصميم .
2 تكون اقل كلفة من احادية البلورة .
3 تكون عناصرها غير الفعالة اكثر استقراراً وقيمها اكثر دقة .
4 يمكن الحصول بوساطتها على قيم عالية للعناصر غير الفعالة .

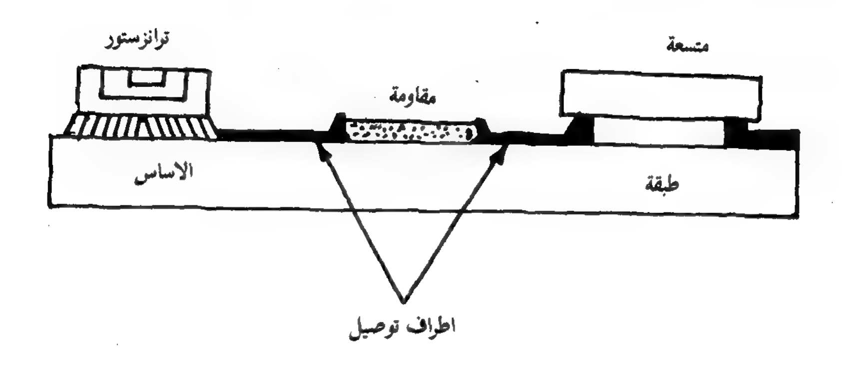
وكما ذكرنا فان الدوائر المتكاملة المختلطة تكون على نوعين :

أولاً : – الدوائر المتكاملة المختلطة ذات الاغشية الرقيقة Thin-film hybrid IC_s

تدعى بهذا الاسم لأن المقاومات والمتسعات واطراف التوصيل (والترانزستور ولكن نظريا) يمكن تصنيعها على شكل افلام رقيقة جدا لايتجاوز سمكها بضع آلاف الانكسترومات ($1Å = 10^{-10}m$) . هذه الافلام عادة مايتم ترسيبها على طبقة اساس من الزجاج او الالمنيوم من خلال عمليات ترسيب ابخرة مادة الافلام داخل أجهزة ذات درجة تفريغ عالية جدا .

يتم الحصول على المقاومات عادة من ترسيب مادة النكروم او التنتلوم او اكاسيد القصدير . على شكل اشرطة على سطح طبقة الاساس وتعتمد قيمة المقاومة على طول الشريط وعرضه وكذلك سمكه وتتراوح قيمة المقاومات المصنعة بهذه الطريقة من 10 اوم الى 1 ميكـا أوم .

من جهة أخرى ، فأن الترانزستورات والثنائيات والمتسعات يتم اضافتها على شكل شرائح (chip) ثم تثبت الى طبقة الاساس عن طريق قاعدة موصلة – انظر الشكل (١٥) – هذا ويتم توصيل المكونات مع بعضها عن طريق اشرطة رقيقة مصنوعة من خليط من الذهب – والنكروم .



الشكل (١٥) طرق توصيل المكونات .

ثانيا :– الدوائر المتكاملة المختلطة ذات الاغشية السميكة The thick-film hybrid IC_s

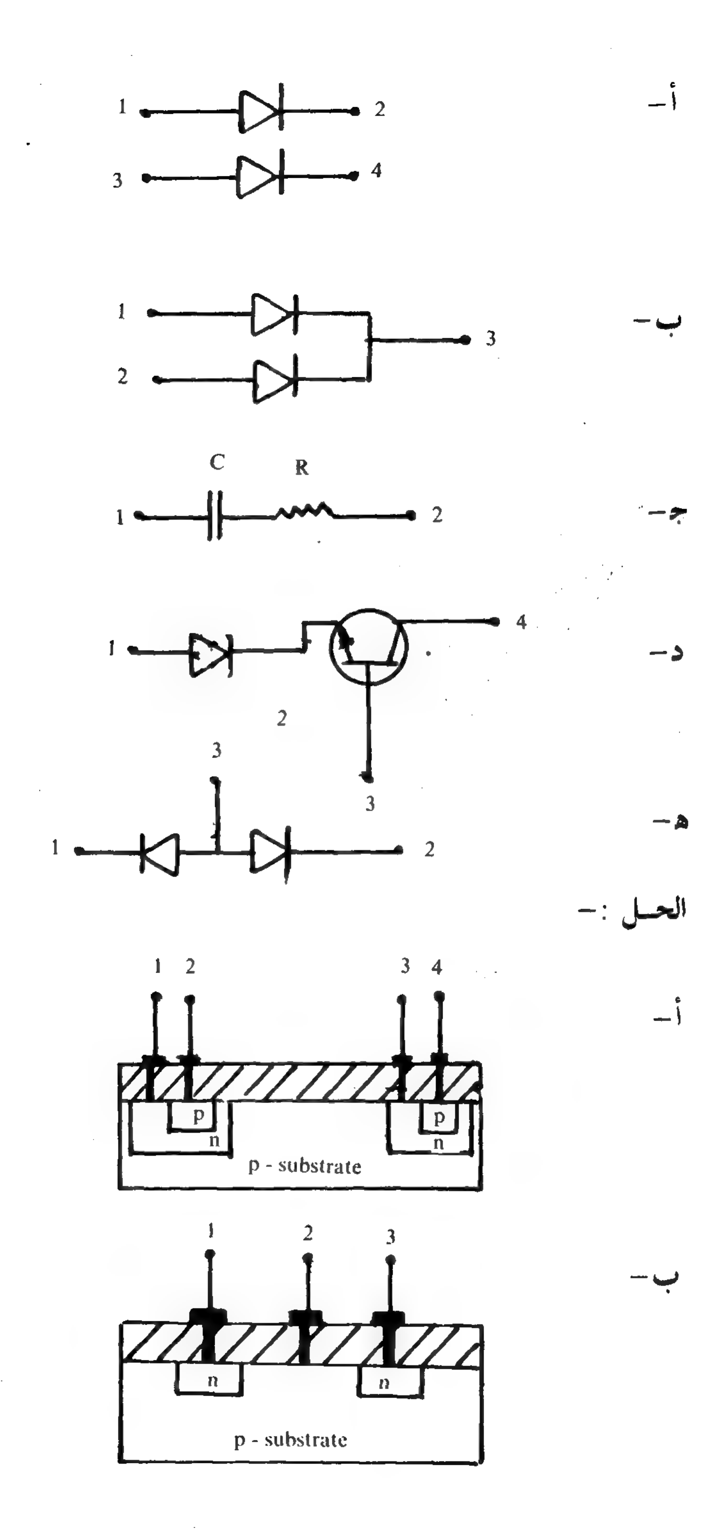
تصنع هذه الدوائر من غير الحاجة الى اجهزة التفريغ ويبلغ سمك الفلم المستعمل حوالي (0·001 أنج) . ويتم تصنيع المقاومات من خلال ترسيب خليط من مادتي الزجاج والالمنيوم ، على طبقة اساس من مادة عازلة . هذا ويتم الحصول على القيمة المختلفة للمقاومات من خلال تغير نسبة بين مادتي الخليط . اما بالنسبة للمتسعات والثنائيات والترانزستورات فيتم اضافتها بنفس الطريقة المتبعة في دوائر الاغشية الرقيقة .

6 – 19 امثلة متنوعة على الدوائر المتكاملة

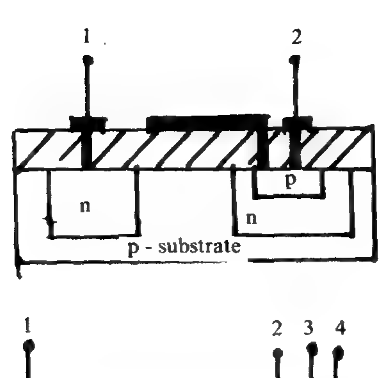
سنحاول هنا اعطاء بعض الامثلة عن الدوائر المتكاملة وما يقابلها من الدوائر المألوفة وذلك ليتسنى للطالب التعرف على هذه الدوائر بشكل اكبر .

مثــال :–

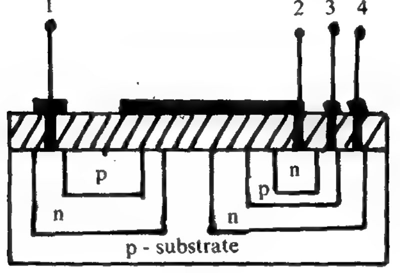
ارسم الدوائر المتكاملة المكافئة لـكل من الدوائر التالية .


أ–
1
2
3
4
ب–
1
2
3
جـ–
C
R
1
2
د–
1
2
3
4
هـ–
3
1
2
الحل :–
أ–
1 2
3 4
p
n
p - substrate
ب–
1
2
3
n
n
p - substrate

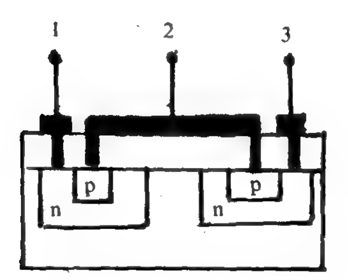
ج-



د-



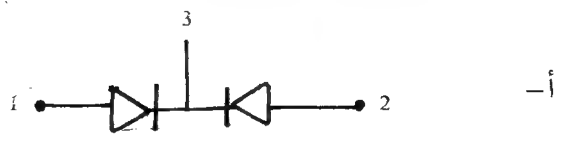
هـ-



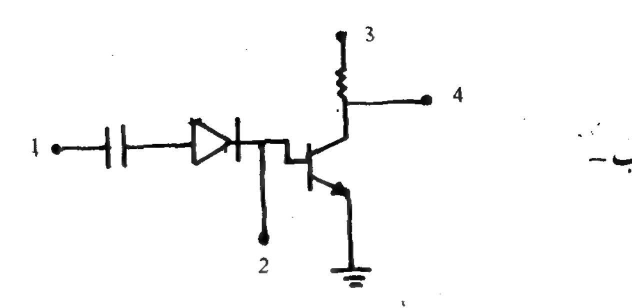
أسئلة ومسائل

1) ماالمقصود بالدوائر المتكاملة ؟ تكلم عن المحاسن والمساوىء لهذه الدوائر .
2) ما أهم العطلات في الدوائر الالـكترونية المعقدة ؟ وكيف يتم معالجتها في الدوائر المتكاملة ؟
3) تكلم باختصار عن الدوائر المتكاملة احادية البلورة .
4) لماذا يستخدم السيلكون بكثرة في الصناعات الالـكترونية عوضا عن الجرمانيوم ؟
5) ماالمقصود بـ LSI , MSI .
6) اشرح باختصار عملية الانماء للبلورات .
7) ماالمقصود بطبقة الاساس . وضح بالتفصيل .
8) تكلم باختصار عن الطبقة الفوقية .
9) ماالمقصود بالطبقة العازلة ؟
10) تكلم باختصار عن طريقة عمل الاقنعة الضوئية .
11) اذكر الخطوات اللازمة لتصنيع كل من
أ- الثنائي ب- المقاومة جـ- الملف د- المتسعة بطريقة الدوائر المتكاملة .
12) لماذا لايعد تصنيع المتسعات والملفات عملياً بطريقة الدوائر المتكاملة ؟
13) هل بالامكان تصنيع مقاومة قيمتها 100 كيلواوم ؟ لماذا ؟ وضح بالتفصيل .
14) لماذا يفضل استخدام الشوائب نوع (p) في تصنيع المقاومات المتكاملة ، على الشوائب نوع (n) .
15) اشرح عملية الانتشار .
16) اذكر طريقتين تستخدم في عزل العناصر عن بعضها في الدوائر المتكاملة . ايهما افضل ؟ ولماذا ؟
17) ماالمقصود بـ
أ- دوائر MOS المتكاملة .
ب- الدوائر المتكاملة المختلطة . قارن بينهما .
18) ارسم الدوائر المتكاملة والمكافئة لكل مما يأتي :

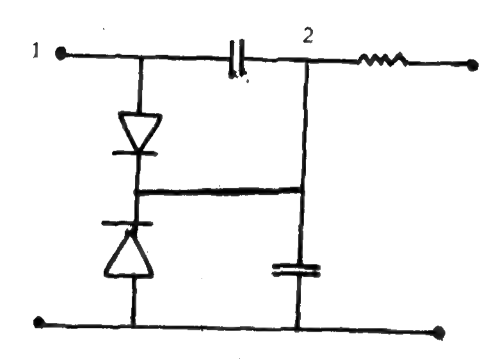
أ-



ب -



ج -



19) اعد رسم الدوائر في السؤال (18) بطريقة الدوائر المتكاملة .

20) اعد رسم الدوائر في السؤال (18) بطريقة الدوائر المتكاملة المختلطة .

الفَصلُ التاسِعَ عَشَرْ

الدوائر الرقمية

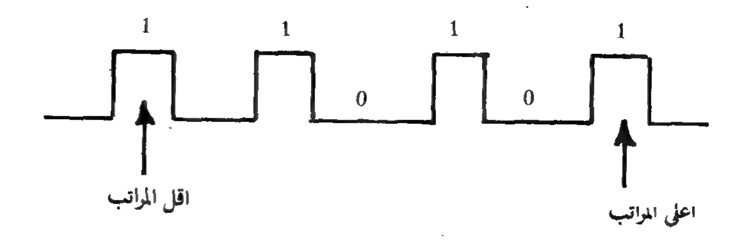
Digital Circuits

1 – 19 المقدمة :–

لاشك أن بأمكان اي شخص يريد ان يحصل على المعلومات التي يحتاجها ، أن يقرأ عنها اذا كان باستطاعته القراءة أو يستفسر عنها من غيره . كذلك بامكانه حل المسائل الرياضية التي تهمه –مثلاً – اذا توفرت لديه القابلية والمعلومات اللازمـــة .

من جهة اخرى اذا ما اريد الحصول على هذه المعلومات والحلول بوساطة الحاسبات فانه يلزم والحالة هذه ان تغذى الحاسبة بالمعلومات الضرورية والشروط الخاصة بهذه المسائل لغرض تحليلها واعطاء النتائج أخيراً . ومن البديهي ان عملية ايصال المعلومات الى الحاسبة يجب ان يتم بالطريقة التي تفهمها الحاسبة اي ادخال هذه المعلومات بلغة التخاطب مع هذه الحاسبـــات .

ان لغة التخاطب هذه أو لغة الحاسبة machinc language نفسها تكون ذات صيغة ثنائية binary form ويقصد بالصيغة الثنائية هو أن تمثيل الاعداد او الحروف يمكن ان يتم بمجموعة معينة من العددين واحد او الصفر اوكليهما او بتعبير الكتروني بعدد من النبضات المستمرة أو المتقطعة حيث يمثل وجود النبضة حالة الواحد وعدم وجودها حالة الصفر – أنظر الشكل (١) – حيث يتم تمثيل 110101 . (الذي يمثل عدداً معينا سيتم التعرف عليه) بوساطة عدد من النبضات (5 نبضات = عدد الآحاد الموجودة) وبفترتين (تساوي عدد الاصفار)



الشكل (١) تمثيل الاعداد كهربائيا .

ان عملية تحويل الاعداد او المعلومات الى الصيغة الثنائية تدعى بالترميز coding بعد عملية التحويل هذه تقوم الحاسبة بتحليل المعلومات الداخلة اليها تماماً كما يفعل العقل البشري ولكي تكون نتائج التحليل مفهومة تقوم الحاسبة بتحويل هذه النتائج من الصيغة الثنائية الى الصيغة المألوفة من الاعداد والمعلومات وتدعى هذه العملية بفتح الرموز decoding .

ان عملية التحليل بوساطة الحاسبة تتم عادة بوساطة عدد من دوائر الكترونية تدعى بدوائر المنطق logic circuits أو البوابات gates ومن البديهي ان العمليات الحسابية المعقدة تحتاج الى ربط عدد اكثر من غيرها من هذه البوابات . الا ان استخدام مايسمى بجبر بولين Boolean algebra يسمح باختصار اعداد هذه الدوائر الى أقل مايمكن ويبسط الكثير من التعقيد المرافق لها .

سنقوم في هذا الفصل بالتعرف على عدد من البوابات المنطقية الاساسية وشرح عملها وكذلك بعض من قواعد جبر بولين ولكن قبل هذا وذاك سنتطرق الى كيفية تمثيل الاعداد بالصيغة الثنائية وكذلك كيفية اجراء العمليات الحسابية من الجمع والطرح ... وغيرهما بهذه الصيغة .

2 – 19 الأعداد الثنائية Binary Numbers

يحتوي النظام العشري كما هو معروف ، على عشرة أرقام : هي الصفر الى 9 . ويمكن كتابة اي عدد مهما كبر أو صغر باستخدام هذه الارقام وبالتالي يمكن تمثيل اي عدد في هذا النظام بضرب أرقام ذلك العدد بالاساس base or radix – الذي هو العدد 10 – مرفوعا الى القوة المناسبة كل على انفراد ، ثم جمع نواتج هذا الضرب . فعلى سبيل المثال يمكن تمثيل العدد 435 على النحو الآتي :

$$435 = 4 \times 10^2 + 3 \times 10^1 + 5 \times 10^0$$
$$= 400 + 30 + 5$$

وعلى الرغم من ان النظام العشري يعدّ من أشهر الأنظمة المعروفة الا ان استخدامه بشكل مباشر مع دوائر الترانزستور يتطلب من هذه الدوائر ان تميز بين عشر حالات من 0 الى 9 وهذا يحتاج الى درجة من الدقة لايمكن تحقيقها في الاجهزة الالكترونية .

من جهة اخرى يتألف النظام الثنائي من رمزين أساسيين متميزين هما الصفر والواحد (1,0) ويمكن تمثيل اي عدد مهما كبر او صغر باستخدام هذين الرقمين فقط .

على أية حال . في النظام العشري نستعمل بعد الرقم 9 مرتبيتين لتمثيل الأعـداد 10 و 11 و 12 ... الخ او بعبارة اخرى نحصل على العدد (10) الذي يلي 9 باستعمال الرقم الثاني من ارقام النظام (اي الرقم 1) ثم نتبعه بالرقم الاول (اي الصفر) وكذلك الحال بالنسبة الى العدد 11 ولكن نتبعه هنا ، بالرقم الثاني ايضا وهكـذا .

في النظام الثنائي نستخدم نفس الاسلوب السابق فبوصولنا الى الرقم (1) نكون قد استنفذنا كل ارقام النظام الثنائي (حيث لايوجد 2 و 3 و.... الخ في النظام الثنائي) . ولتمثيل الاعداد نستخدم مرتبة اضافية لنحصل على 11, 10 ليمثلا 2 و 3 وعليه يكون حسابنا بالنظام الثنائي كالتالي 0 , 1 , 10 , 11

الآن ماالعدد الثاني الذي يلي 11 ؟ انه ليس 12 ، لأن 2 ليست ضمن الارقام الثنائية . وفي النظام العشري نكون قد استنفذنا كل الارقام العشرية عند وصولنا 99 ، مما يضطرنا الى اضافة مرتبة ثالثة للحصول على 100 , 101 , 102 ... الخ . وكذا الأمر في النظام الثنائي حيث يكون العد كما في الجدول أدنـــاه .

النظـــام العشري	النظـــام الثنائـــي
1	0
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010

3 - 19 التحويل من العشري الى الثنائي :-

ذكرنا أن أساس النظام يتحدد بعدد الارقام الاساسية المستخدمة في هذا النظام. وعليه فان العدد (10) هو أساس النظام العشري لاحتواء هذا النظام على 10 أرقام بينما يكون اساس النظام الثنائي هو العدد (2) لاحتوائه على رقمين هما الصفر والواحد. لذا فان أي عدد في النظام الثنائي يمكن تمثيله بوساطة النظام الثنائي عن طريق ضرب 1 أو الصفر بالاساس 2 مرفوعا الى القوة المناسبة. فعلى سبيل المثال يمكن تمثيل العدد 43 كما يـــلي : -

$$43 = 32 + 0 + 8 + 0 + 2 + 1 \quad \text{عشري}$$

$$101011 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 \quad \text{ثنائي}$$

هناك ايضاً طريقة اخرى لتحويل الاعداد العشرية الى ما يكافئه من الثنائي. فبدلاً من تجزئة العدد العشري الى مكوناته الثنائية كما جاء اعلاه. يعمد الى تقسيم هذا العدد على الرقم 2 واعتبار الباقي بعد كل عملية قسمة احد المكونات الثنائية للعدد العشري ثم يقلب ترتيب هذه الارقام الباقية للحصول على المكافيء الثنائي - فالعدد العشري 43 تحويله على النحـــو الآتـــي :

ناتج القسمة	المتبقي
$\frac{43}{2} = 21$	1
$\frac{21}{2} = 10$	1
$\frac{10}{2} = 5$	0
$\frac{5}{2} = 2$	1
$\frac{2}{2} = 1$	0
$\frac{1}{2} = 0$	1

مرة اخرى يكون الثنائي المكافيء للعدد 43 بعد قلب الترتيب ، هـو 101011

ونتبع نفس طريقة التجزئة أعلاه عند تحويل الكسور العشرية الى مايكافئها من الكسور الثنائية فمثلا الكسر العشري 0·812 يتم تحويله على النحو الآتي :

عشري $0{\cdot}812 = 0{\cdot}5 + 0{\cdot}25 + 0{\cdot}062$

ثنائي $0{\cdot}1101 = 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 0 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4}$

كذلك يمكن تحويل الكسور العشرية الى مايكافئها من الثنائيات ، بضرب هذه الكسور بالعدد 2 (الاساس) ثم يجزأ الناتج الى جزءين : عدد صحيح (يكون اما 1 أو صفر ويؤخذ على انه من جملة ارقام المكافيء الثنائي) والى كسر عشري .يضرب هذا الكسر العشري الناتج بـ 2 أيضا ، وتتكرر العملية ذاتها الى ان تصبح نتيجة ضرب الكسر الناتج بـ 2 ، مساوية للصفر. فعلى سبيل المثال عند تحويل الكسر العشري 0·9375 الى مايكافئه من الكسر الثنائي نتبع مايأتي :-

الكسر العشري					الكسر الثنائي
0·9375	×	2	=	1·8750	1
0·875	×	2	=	1·7500	1
0·75	×	2	=	1·500	1
0·5	×	2	=	1·000	1
0	×	2	=	0	0

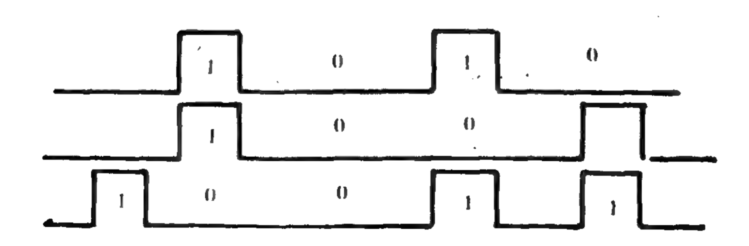
وعليه فان الكسر الثنائي المكافىء للكسر العشري 0·9375 هو 0·11110 .

4 - 19 الحساب الثنائي Binary Arithmetic :

لابد لنا قبل البدء بمناقشة البوابات المنطقية ومن ثم الدوائر الالكترونية التي تقوم بالعمليات الحسابية الثنائية وما يحكمها من قواعد . ان نتعرف اولا على الكيفية التي تتم معها العمليات الحسابية كالجمع والطرح والضرب والقسمة في النظام الثنائي .

أ – الجمع الثنائي binary addition :– لكي تكتشف قواعد الاضافة في النظام الثنائي سنقوم بجمع العددين 10 و 9 عن طريق كتابة هذين العددين بالنظام الثنائي (1010 و 1001) ومن ثم تمثيلهما بوساطة النبضات الكهربائية – انظر الشكل (2) – حيث تظهر النبضة في كل منهما مع الـ 1 وتختفي عند الصفر . حيث ان

$$
\begin{array}{r}
1010 \\
+\ 1001 \\
\hline
10011
\end{array}
$$



الشكل (٢) جمع الاعداد بطريقة النبضات الكهربائية .

عند التمعن في عملية الجمع اعلاه نجد ان هناك اربع قواعد للجمع σ هي بالترتيب :

$$0 + 0 = 0$$
$$0 + 1 = 1$$
$$1 + 0 = 1$$
$$1 + 1 = 10 \quad \text{(صفر وباليد واحد)}$$

ولاضافة اعداد ثنائية اكبر فأن الـ 1 تحمل الى المرتبة المجاورة كما هو الحال في الاعداد العشرية . حيث نجد ان اضافة 1 + 1 + 1 يعطينا 10 لمجموع اثنين منها ومن ثم نحصل على 11 كالاتي :

$$1 + 1 = 10$$
$$10 + 1 = 11$$

ب- الطرح الثنائي binary substraction :- مرة أخرى هناك اربع قواعد للطرح هي على الترتيب :-

$$0 - 0 = 0$$
$$1 - 0 = 1$$
$$0 - 1 = 1 \quad \text{(مع استعارة 1)}$$
$$1 - 1 = 0$$

مثـال (1) :-

اطرح 10100 من 11011

العمود الاول : $1 - 0 = 1$

العمود الثاني : $1 - 0 = 1$

	11011		27
−	10100	−	20
	00111		7

العمود الثالث : 1 = 1 - 10 (بعد الاستعارة)

العمود الرابع : $0 - 0 = 0$

العمود الخامس : $1 - 1 = 0$

مثـال (2) :-

اطرح 1010 من 1101

العمود الاول : $1 - 0 = 1$

العمود الثاني : 1 = 1 − 10 (بعد الاستعارة)

13	1101
− 10	− 1010
3	0011

العمود الثالث : 0 = 0 − 0

العمود الرابع : 0 = 1 − 1

ومن الجدير بالذكر ان هناك طرائق أخرى في طرح الاعداد الثنائية تقلل من عدد الدوائر الالكترونية عند التصميم ولكن قبل أن نشرح أحدى هذه الطرق ينبغي ان نعرف ماهو المتمم لـ 1 1's complement والمتمم لـ 2 2's complement .

ينتج المتمم لـ 1 لأي عدد ثنائي من عكس الـ 0 الى 1 والـ 1 الى 0 . فعلى سبيل المثال يكون المتمم لـ 1 للثنائي 100 هو 011 وللثنائي 1001 هو 0110 .

ينتج المتمم لـ 2 لأي عدد ثنائي من اضافة 1 الى المتمم لـ 1 لذلك العدد . اي ان المتمم لـ 2 = المتمم لـ 1 + 1 . فلأيجاد المتمم لـ 2 للثنائي 1011 نجد اولا المتمم لـ 1 لذلك العدد (يساوي 0100) ثم نضيف 1 اليه للحصول على المتمم لـ 2 الذي يساوي 0101 .

والسؤال الان : كيف يمكننا الاستفادة من المتممات في عملية الطرح ؟ والجواب هو : انه بدلا من طرح الاعداد بصورة مباشرة يتم ايجاد المتمم لـ 2 للمطروح واضافته الى المطروح منه مع اهمال المحمل الآخر ، والمثال الآتي يوضح هذه العملية :

طريقة التمم لـ 2   الطريقة المباشرة

مثـال (3) :-

اطرح 101 من 111 .

طريقة المتمم لـ 2	الطريقة المباشرة (ثنائي)	الطريقة المباشرة (عشري)
111	111	7
+ 011	− 101	− 5
1010	010	2

ج- الضرب الثنائي binary multiplication :- تعد عملية الضرب على طريقة الحساب الثنائي من الطرق البسيطة وذلك لأنها عملية ازاحة مكررة للمضروب الى اليسار (اوالى اليمين اذاكان العدد أقل من واحد) ومن ثم اجراء عملية الجمع .

مثـال (4) :-

اضرب 1010 بـ 1011 .

الضرب الثنائي	الضرب العشري
1011	11
× 1010	× 10
0000	110
1 011	
00 00	
101 1	
11 0 1110	

د- التقسيم الثنائي binary divis :- تجري عملية القسمة الثنائية بصورة مشابهة لعملية الضرب ذلك لأنها عملية ازاحة الى اليمين ومن ثم اجراء عملية الطرح .

مثـال (5) :-

اقسم 101101 على101

القسمة الثنائية

```
101  | 101101
1001 | 101
       000101
          101
       000000
```

```
5 | 45
9 | 45
    00
```

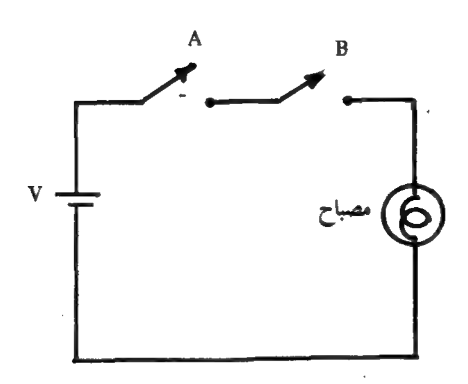
5 – 19 البوابات المنطقية الاساسية Fundamental Logic Gates :

تعرف البوابة gate بانها جهاز يسيطر على سريان المعلومات وعادة ماتكون هـــذه المعلومات على هيئة نبضات وبهذا فان البوابة تحدد نوع العلاقة بين اشارتي الادخال والاخراج وعادة ماتحتوي البوابة على طرفين اواكثر للادخال وطرف واحد للاخراج وبالتالي فان اشارة الاخراج تنتج من تشكيلة من اشارات الادخال .

على اية حال ، هناك ثلاث بوابات منطقية اساسية تعرف بالبوابة مع AND gate والبوابة أو OR gate والبوابة ليس NOT gate . وعلى الرغم من انه تم شرح هذه

الدوائر المنطقية (راجع الفصل السادس) الا اننا سنتطرق هنا ، لهذه الدوائر بطريقة مختلفة نوعا ما يهدف الاستفادة وتجنبا للتكرار .

19 – 5 – 1 بوابة مع AND gate :– تعد بوابة مع من اولى البوابات وسنعمد اولا الى توضيح عملهـا باستخدام دائـرة كهربائية تحتوي على مصدر للتيار ومفتاحيـن مربوطين على التوالي ومصباح – انظر الشكل (٣) .



(3) دائرة كهربائية لتوضيح عمل دائرة المنطق AND .

في هذه الدائرة سنعدّ حالة غلق أي من المفتاحين B , A مكافئة لـ 1 وكذلك هي حالة اضاءة المصباح F . وحيث اننا نتعامل مع قيمتين فقط هما الواحد والصفر . لذا فانه يصبح منطقيا ان نفترض ان حالة فتح أي من المفتاحين وانطفاء المصباح يمثلان حالـة الصفـــر

لدينا الآن اربع حالات هي :

1 – A = صفراً (مفتوح) B = صفراً (مفتوح) F = صفراً (منطفىء)
2 – A = 1 (مغلق) B = صفراً F = صفراً
3 – A = 0 B = 1 F = صفراً
4 – A = 1 B = 1 F = 1 (مضاء)

ويلاحظ من هذه الحالات ان المصباح F يكون مضيئاً في حالة واحدة فقط وهي عندما يكون A = B = 1 . هذا ويمكن تلخيص الحالات الاربع هذه بالجدول المبين ادناه الذي يعرف بجدول الحقائق truth table .

A	B	F
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

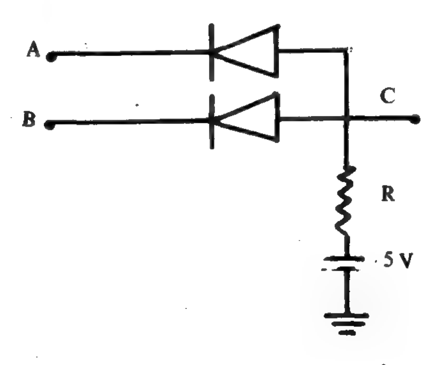
وعند التمعن بجدول الحقائق هذا وقيم كل من A و B و F سنجد ان العلاقة التي تربط بين A و B و F هي من نوع

$$A.B = F \quad \ldots (1)$$

يبين الشكل (4) الدائرة الالكترونية لبوابة المنطق AND ويلاحظ في هذه الدائرة ان الجهد عند النقطة C يساوي

$$V_C = 5 - IR$$

حيث يمثل I التيار المار في الدائرة عند ربط احد طرفي الادخال A او B الى الارضية وعليه فان $V_c = 5$ في حالة واحدة فقط عندما يكون A = B = عالياً



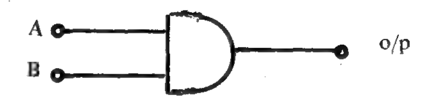
الشكل (4) دائرة المنطق AND .

أي عند تسليط اشارتي ادخال – بجهد معين – على هذين الطرفين .

بقي ان نذكر اخيرا ان عدد الادخالات لدائرة المنطق AND قد يكون اكثر من اثنين وعندئذ تكون عدد الحالات التي تأخذها هذه الادخالات اكثر من أربع حالات

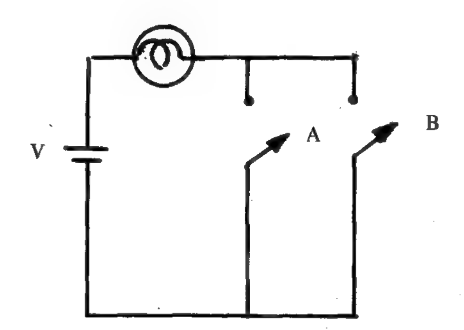
وعلى العموم اذا كان هناك عدد n من الادخالات فان عدد الحالات التي تأخذها هذه الادخالات يساوي 2^n .

يمثل الشكل (٥) الرمز الكهربائي لدائرة المنطق AND .



الشكل (٥) الرمز المتداول لدائرة المنطق AND

2- بوابة أو OR gate :- على غرار ماعملناه توا مع بوابة AND سنحاول هنا أيضا ، شرح كيفية عمل الدائرة الكهربائية المبينة في الشكل (٦) قبل شرح عمل الدائرة الكهربائية لبوابة أو .



الشكل (٦) دائرة كهربائية توضح عمل دائرة المنطق OR .

بما أن هذه الدائرة تحتوي على متغيران (المفتاحان A و B) لذا فان عدد الحالات التي يمكن ان تأخذها يساوي 2^n حيث n عدد المتغيرات ، هي

1- عندما يكون A = صفراً (مفتوح) B = صفراً F = صفراً (منطفىء)
2- عندما يكون A = 1 (مغلق) B = صفراً F = 1 (مضيء)
3- عندما يكون A = صفداً

ونلاحظ من الحالات الاربع هذه ان المصباح يكون منطفئا في حالة واحدة فقط عندما تكون A = B = صفراً . وعليه فان جدول الحقائق سيكون على الصورة الآتية :
عند التمعن في جدول الحقائق هذا نجد ان العلاقة التي تربط بين A و B و C هي من نـــوع

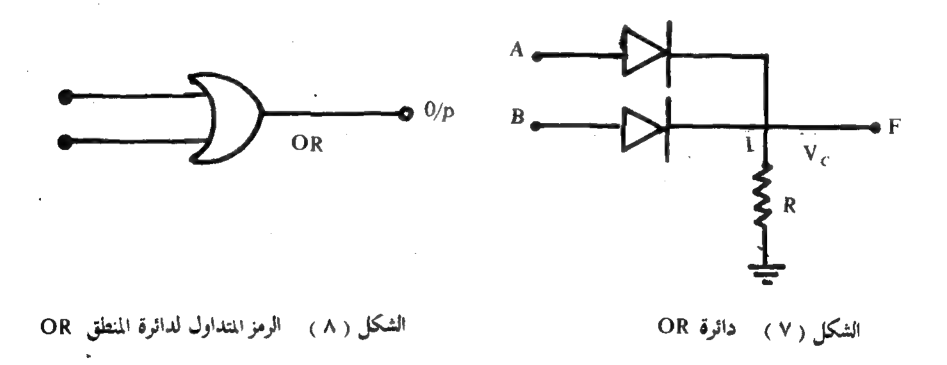
$$F = A \ \ OR \ \ B \doteq A + B \qquad \dots (3)$$

من جهة أخرى يبين الشكل (٧) الدائرة الالكترونية لبوابة OR ويلاحظ في هذه الدائرة ان التيار I يمرفي المقاومة R في كل الحالات التي يكون فيها الثنائي D_1 وَ D_2 اوكلاهما منحازين اماميا وعليه فان الجهد المتولد عبرهذه المقاومة سيكون مساويا لـ

$$V_C = IR - 5$$

وينقطع مرور التيار عندما يكون جهدي النقطتين A و B مساويا للصفروبالتالي يكون V_C = صفـراً .

كما هو الحال في البوابة (مع) فان عدد المداخيل يمكن ان يكوناكثرمن اثنين وان الرمز المتداول للبوابة OR هوكما في الشكل (٨) .



الشكل (٧) دائرة OR

الشكل (٨) الرمز المتداول لدائرة المنطق OR

3 - البوابة ليس NOT gate :- يتلخص عمل بوابة ليس في قلب الجهد الداخل الى هذه البوابة . فاذا كان الجهد الداخل صفراً فان جهد الاخراج سيكون 1 والعكس صحيح وعليه فان هذه البوابة تمتلك مدخلاً واحداً ومخرجاً واحداً وان جدول الحقائق الخاص بها هو بالشكل ادناه .

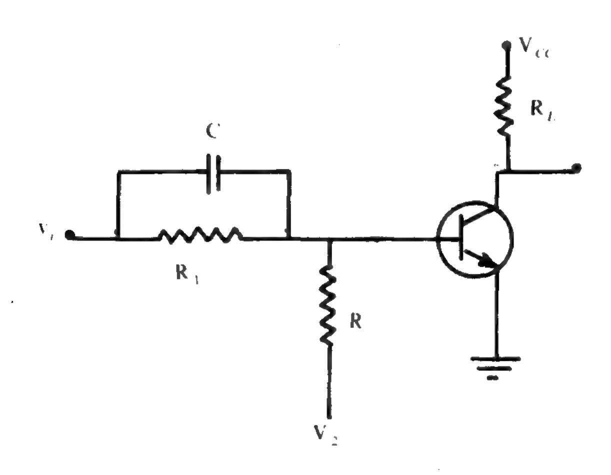
A	F
0	1
1	0

وعليه فان العلاقة التي تربط بين جهدي الادخال والاخراج تكون بالصيغـة

$$F = \bar{A} \qquad \dots (4)$$

حيث تمثل $\bar{A}$ معكوس A ويبين الشكل (٩) دائرة الترانزستور التي تقوم بعملية القلب .

في هذه الدائرة يكون الترانزستور في حالة قطع تام عندما يكون V_i = صفراً وذلك لان الجهد المسلط على القاعدة يكون سالب ويساوي $\left(- \frac{V_2 R_1}{R_1 + R_2} \right)$ وعليه فان التيار I_c يكون مساويا للصفر وكذلك هو الهبوط على R_L يكون مساويا للصفر وبالتالي فان الجهد الخارج V_{CE} يكون مساويا لـ V_{CC} .



الشكل (٩) دائرة المنطق NOT .

أما في حالة تسليط الجهد الداخل V_i . فان تيارا للقاعدة سوف يسرى ويكون مساويـــا لـــ

$$I_B = \frac{V_i}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} \qquad \dots (5)$$

وفي حالة كون $\beta I_B > I_C$ فان الترانزستور يكون في حالة اشباع ويكون الجهد الخارج مساويا للصفر تقريبا وعليه فان هذه البوابة تعمل على قلب الجهد الداخل ... أما المتسعة C المربوطة حول المقاومة R_1 ، فتعمل على تسريع عملية الفتح للترانزستور.

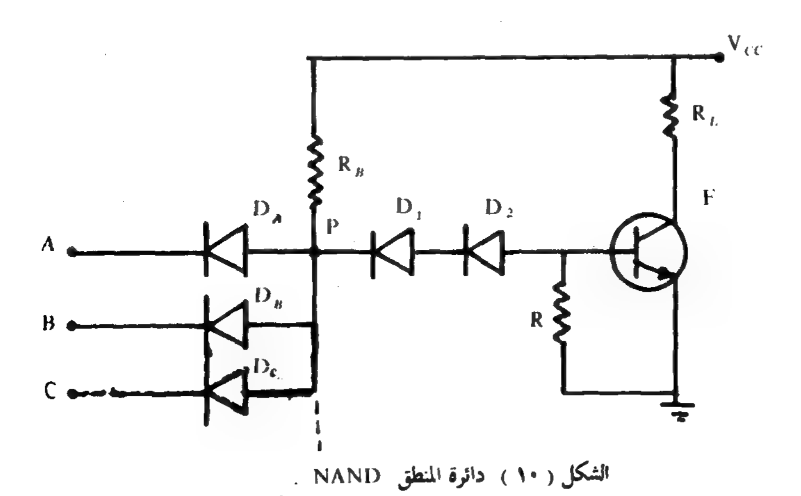
على الرغم من ان البوابات الثلاث (مع وأو وليس) المذكورة أعلاه ، تعدّ الحجر الاساس في بناء مختلف الدوائر الرقمية الا ان استخدام هذه الدوائر على نحو كبير، وبصورة مجتمعة ، ولتسهيل عملية فهمها وبشكل سريع يتحتم علينا التعرف على بعض البوابـات الأخرى ومنهـا .

4- البوابة ليس مع NAND gate : - تتكون هذه البوابة من بوابة مع وبوابة ليس وعليه فان عملها يكون معاكسا تماما لعمل بوابة AND وبالتالي فان هذه البوابة تمتاز بأن جهد اخراجها يكون مساويا لـ 1 الا في الحالة التي تكون فيها جميع المداخل مساوية لـ 1 عندئذ يكون جهد الاخراج مساويا للصفر وهذا مايوضحه جدول الحقائق لهذه البوابة .

ان العلاقة التي تربط بين جهدي الاخراج والادخال تكون بالصيغـة : -

$$F = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} \quad \dots (6)$$

يشير الشكل (١٠) الى دائرة NAND وقد استخدم فيها الثنائيات البلورية والترانزستور.



الشكل (١٠) دائرة المنطق NAND .

في هذه الدائرة عندما تكون كل المداخيل (1) فان الثنائيات D_A و D_B و D_C ... D_H تكون في حالة انحياز عكسي ويكون الترانزستور في حالة اشباع ذلك لأن النقطة P سوف تكون موجبة وبهذا فان الجهد الخارج V_{CE} يكون قريباً من الصفر.

أما في الحالة التي يكون فيها اي من هذه المداخيل صفراً (يربط الثنائي الى الارض) فان هذا الثنائي يقوم بالتوصيل وعليه فان الجهد المتولد عبر هذا الثنائي $\left(\frac{V_{cc}\, r_a}{r_a + R_1}\right)$ لن يكفي لفتح الترانزستور وعندها يكون هذا الأخير في حالة قطع ويكون الجهد الخارج مساوياً لـ V_{CC}.

ان وجود الثنائيين D_1 و D_2 هو لجعل الجهد عند القاعدة (في حالة كون احد الثنائيات D_A مربوطاً الى الارض) مساوية للصفر حيث ان الهبوط على اي منهما يساوي 0.7 فولـــت .

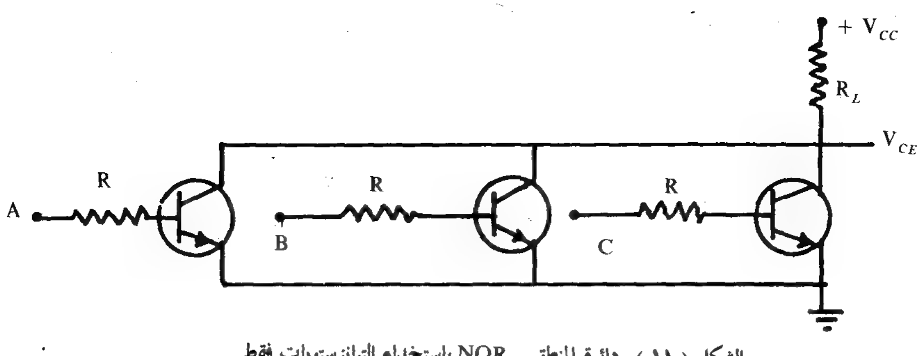
5 - بوابة ليس أو NOR gate : – تتكون هذه البوابة كما هو الحال في بوابة NAND ، من بوابتين هما بوابة OR وبوابة NOT وعليه فان عملها يكون عكس بوابة OR وبالتالي فان جهد اخراجها يكون 1 فقط عندما يكون جهد مداخيلها كلها تساوي صفراً . وهذا مايبينه جدول الحقائق الخاص بهذه البوابـــة .

A	B	F
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

ان العلاقة التي تربط بين جهدي الاخراج والادخال تكون الصيغة :

$$F = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \qquad \ldots (7)$$

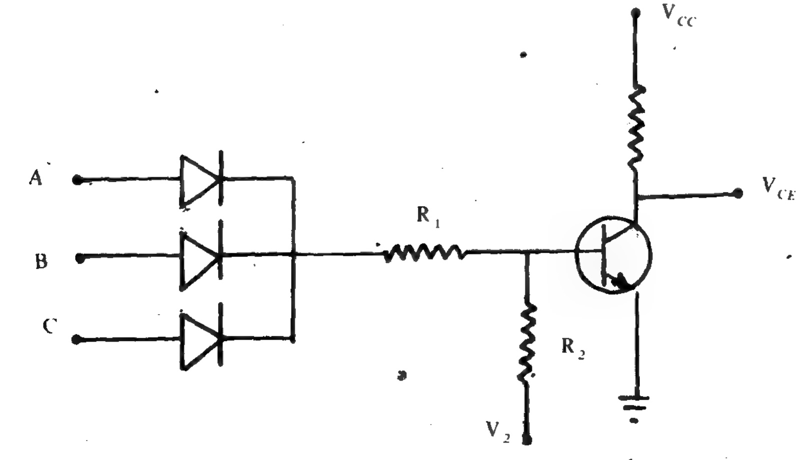
يشير الشكل (١١) الى دائرة NOR وقد استخدم فيها ٣ ترانزستورات و ٣ مقاومات فضلاً عن مقاومة المجمــع



الشكل (١١) دائرة المنطق NOR باستخدام الترانزستورات فقط .

في هذه الدائرة يكون الجهد الخارج V_{CE} مساوياً لـ V_{CC} في حالة واحدة فقط عندما تكون جميع الترانزستورات في حالة قطع تام أي عندما يكون جهد المداخيل C , B , A يساوي صفراً . أما اذا سلط جهد عند اي من C , B , A فان احد الترانزستورات سيكون في حالة توصيل (او اشباع في حالة كون V_i كافية) وعليه فان الجهد V_{CE} سيكون قريبا من الصفـــر .

كذلك بالأمكان الحصول على دائرة NOR من استخدام الثنائيات البلورية والترانزستور– أنظر الشكل (١٢) – في هذه الدائرة وبسبب من وجود الجهد V_2 – فان جميع الثنائيات تقوم بالتوصيل عند ربط مداخيلها الى الارض وبهذا فان الترانزستور سيكون في حالة قطع تام وذلك لكون الجهد عند القاعدة سالباً .



الشكل (١٢) دائرة المنطق NOR باستخدام الثنائيات .

أما في حالة كون احد المداخيل عند الحالة (1) فان النقطة P تصبح ذات جهد موجب وعليه فان الجهد الخارج سيكون قريبا من الصفـــر .

6 – 19 الجبر البوولي : Boolean Algebra

اقترح جورج بول George Boole (وهوعالم رياضي انكليزي في عام ١٨٥٠ اي قبل حوالي ١٠٠ سنة من اختراع اول حاسبة رقمية) عدداً من القواعد التي تحكم العلاقة بين متغيرات مسموح لها ان تأخذ قيمتين فقط : أما حقيقي أو زائف وعادة ماتكتب ، كما رأينا ، 1 أو 0 . هذا وقد اطلق اخيراً على هذه القواعد بالجبر البوولي .

كلود شانون Claude Shannon في عام ١٩٣٨ ، ادرك التطابق بين هذا النوع من الجبر ووظيفة الأنظمة الكهربائية ذات الخاصية الثنائية : الفتح ON والغلق OFF وقد استثمر هذا الجبر الجديد في بناء مفاتيح الهاتف telephone ، فللمفتاح عمل ثنائي (الفتح والغلــق) .

في هذا البحث سنقوم بالتعريف بهذا الجبر ونظرياته وكيفية استخدامه لتبسيط تصميم (الاختصار الى ادنى حد ممكن في عدد) – الدوائر الرقمية المعقدة . فالبرمج الصحيح بين دوائر (مع) و(أو) و(ليس) المنطقية نستطيع بناء دوائر تقوم بعمليات الحساب الثنائي – مثلاً – كالجمع والطرح ... وغيرهمـــا .

يبين الجدول (1) قائمة بالنظريات الخاصة بالجبر البوولي ويلاحظ في هذا الجدول مايأتـــي : –

1 - ان النظريات من 1 الى 4 خاصة بدائرة المنطق OR .
2 - النظريات من 5 الى 8 فتشرح عمل دائرة المنطق AND .
3 النظرية 9 تعريف بوظيفة دائرة النفـــي NOT .
4 النظريات الاخرى : النظرية التبادلية commutation (0) ونظرية الترابط association (12) ونظرية التوزيع distribution ونظرية الامتصاص absorption فانها لاتختلف عن مثيلاتها عما هي في الجبر العادي . الا ان هناك فرقا اساسيا بين الجبر المألوف والجبر البوولي في تفسير معنى

الاشارة (+) فهي تعني في الجبر المألوف عملية الاضافة ، بينما تعني في الجبر البوولي (أو) ، أي اذا كان لدينا $y = A + B$ فأننا نقول ان Y تساوي A او B .

يشير قانون التبادل الى ان ترتيب الاضافة والضرب غير مهم اي اننا نحصل على الجواب نفسه باضافة A الى B او بالعكس وكذلك الحال نفسه بضرب A في B او بالعكس .

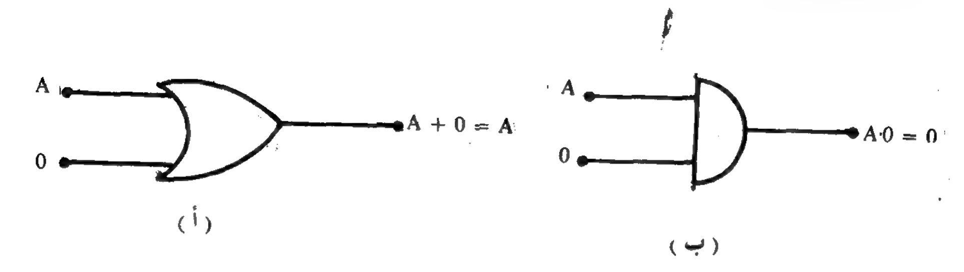
أما قانون الترابط فان بامكانك امام التعبير $(A + B + C)$ ان نستعملها لأضافة A الى B . اولاً ثم اضافة النتيجة الى A او اضافة A الى B اولاً ثم اضافة النتيجة الى C وهكذا الحال نفسه ينطبق على حالات الضرب ايضاً .

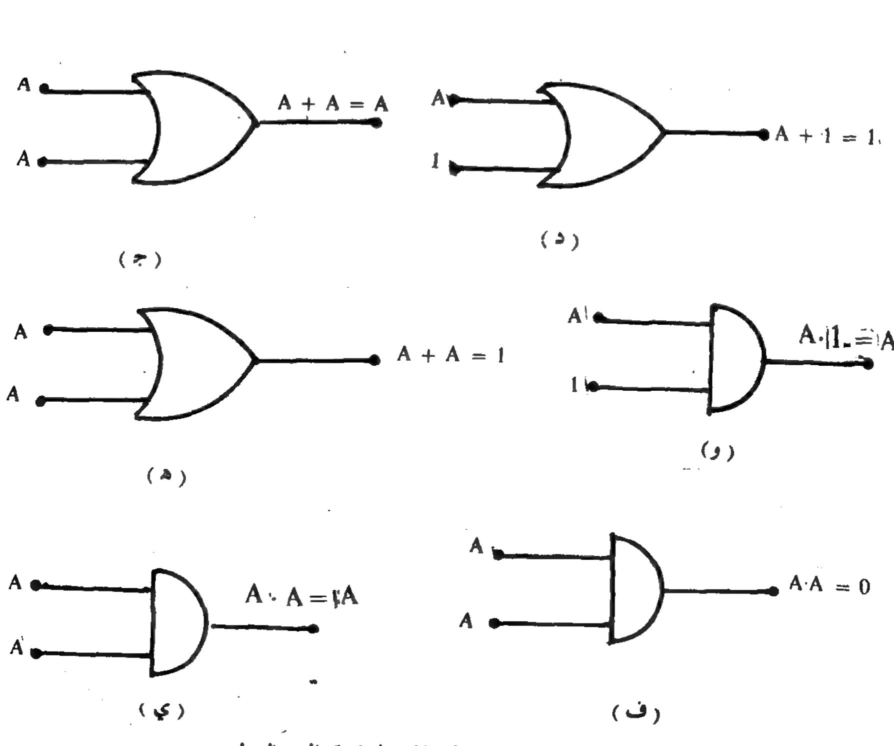
جـــدول نظريـــات الجبـــر البوولـــي

1	$0 + A = A$	دائرة أو
2	$1 + A = 1$	
3	$A + A = A$	
4	$A + \bar{A} = 1$	
5	$0 \cdot A = 0$	دائرة مع
6	$1 \cdot A = A$	
7	$A \cdot A = A$	
8	$A \cdot \bar{A} = 0$	
9	$\bar{\bar{A}} = A$	دائرة لبس
10	$A + B = B + A$	نظرية التبادل
11	$A \cdot B = B \cdot A$	
12	$A + (B + C) = (A + B) + C$	نظرية الترابط
13	$A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) . C$	
14	$A . (B + C) = A . B + A . C$	نظرية التوزيع
15	$(A + B) . (A + C) = A + B \cdot C$	
16	$A + A \cdot B = A$	نظرية الامتصاص
17	$A . (A + B) = A$	
	$A + B = \bar{A} . \bar{B}$	نظرية دي موركان
	$A \cdot B = \bar{A} + \bar{B}$	

أما قانون التوزيع فيشير الى امكانية فتح اقواس التعبير البوولي بالطريقة نفسها التي نستعملها في الجبر المألوف كما يتضمن هذا القانون ايضاً امكانية اخراج العوامل المشتركة في اي تعبير كأن نكتب (AB + BC) بالصيغة الآتية : A (B + C)

5- لاتواجهنا النظريات الآنفة الذكر بأية صعوبة لتشابهها مع الجبر المألوف غير ان النظريات (17 , 16) التي تعد بمثابة العمود الفقري للجبر البوولي يمكن فهمها على أساس بوابتـــي (أو) و (مع) حيث ان لدينا





الشكل (١٣) توضيح معنى المعادلات الخاصة بالجبر البوولي .

$$A + 0 = A \quad \ldots (8)$$

و

$$A \cdot 0 = 0 \quad \ldots (9)$$

ويوضح الشكل (١٣ أ و ب) بالضبط معنى المعادلتين اعلاه :

كذلك توضح بقية الاشكال المفهوم المنطقي للمتطابقات الآتيـة :

$$\begin{aligned} A + 1 &= 1 \\ A \cdot 1 &= A \\ A + A &= A \\ A \cdot A &= A \\ A + \bar{A} &= 1 \\ A \cdot \bar{A} &= 0 \end{aligned} \quad \ldots (10)$$

ومنها نستطيع اشتقاق قانوني الامتصاص absorption lows .

$$A + AB = A(1 + B) = A \quad \ldots (11)$$

و

$$A(A + B) = A \cdot A + AB \quad \ldots (12)$$

أو أن

$$A \cdot A + AB = A + A \cdot B = A(1 + B) = A \quad \ldots (13)$$

ولتوضيح عمل هذه المعادلات وفهم عملها وتبسيط الدوائر المنطقية سنأخذ المثال الآتي :

مثـــال (٤) : –

صمم الدائرة المنطقية لاخراج Y حيث ان

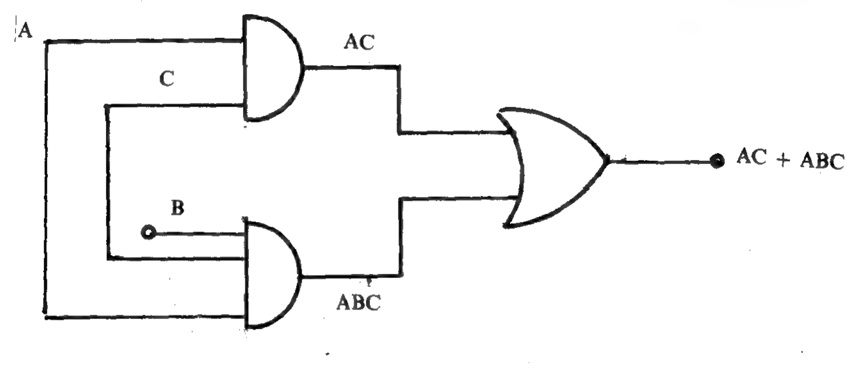
تقول المعادلة أعلاه ما يأتـــي : –

أ) ان لدينا ٣ متغيرات C , B , A .

ب) وحد C , A في بوابة مـع .

ج) وحد A و B و C في بوابة مع ايضاً .

د) ادخل نواتج (2) , (3) ببوابة أو . وعليه فان الدائرة المنطقية المبينة ادناه – الشكل (١٤) هي المطلوبة .



الشكل (١٤)

اما في حالة تبسيط المعادلة $Y = AC + ABC$ باستخدام النظريات الانفة الذكـــر فاننا سنحصل على

$$Y = AC + ABC = AC(1 + B)$$

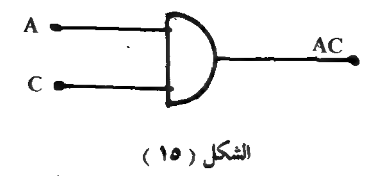
لدينا الان

$$B + 1 = 1$$

لذا فان

$$Y = AC$$

ومن هنا فان الدائرة في الشكل (١٤) سوف تختصر الى بوابة مع فقط – انظـــر الشكل (١٥) ومن هنا يتبين لنا اهمية استخدام الجبر البولي في اختصار وتصميم الدوائر المنطقية .



الشكل (١٥)

5- النظريتان (18), (19) تعرفان بنظريتي دي موركان وهي توضح العلاقــة بين بوابتي مع وأووتقول النظرية الاولى : ان متمم المجموع يساوي حاصل ضرب متممات المتغيرات وتقول النظرية الثانية ان قيم حاصل الضرب يساوي مجموع متممات المتغيرات ولتبيان أهمية هاتين النظريتين سنأخذ المثالين الاتيين : -

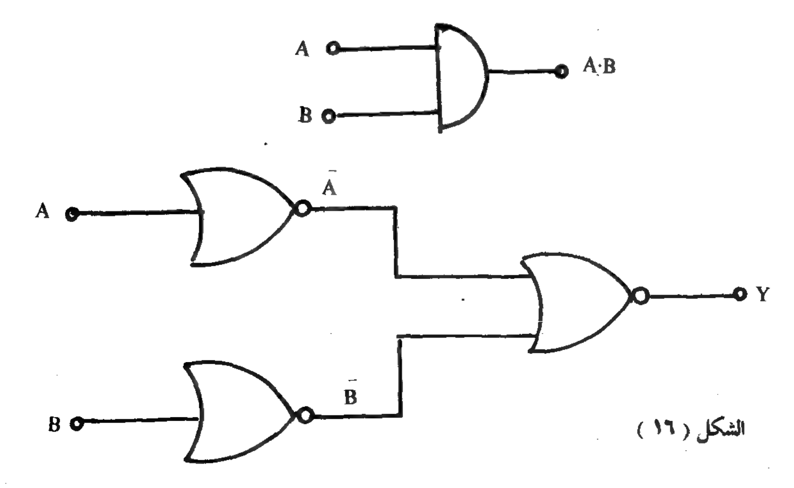
مثال (١) : - اكتب التعبير البودلي للدائرة - الشكل (١٦) - ثم اختصرهـا الى ما يكافئهما

$$Y = \bar{A} + \bar{B}$$

باستخدام نظرية دي موركان نستطيع كتابة

$$Y = \bar{A} + \bar{B} = \bar{\bar{A}} \; \bar{\bar{B}} = A \cdot B$$

بهذا فان الدائرة المكافئة هي دائرة مع - انظر الشكل (١٧)



الشكل (١٦)

مثال (٧) : اختصر الدائرة –الشكل (١٨) – الى ادنى ما يمكن

$$Y_1 = \overline{A . B} = \overline{A} + \overline{B}$$

$$Y_2 = \overline{A + B} = \overline{A} . \overline{B}$$

$$Y = \overline{(\overline{A} + \overline{B}) . (\overline{A} + \overline{B})}$$

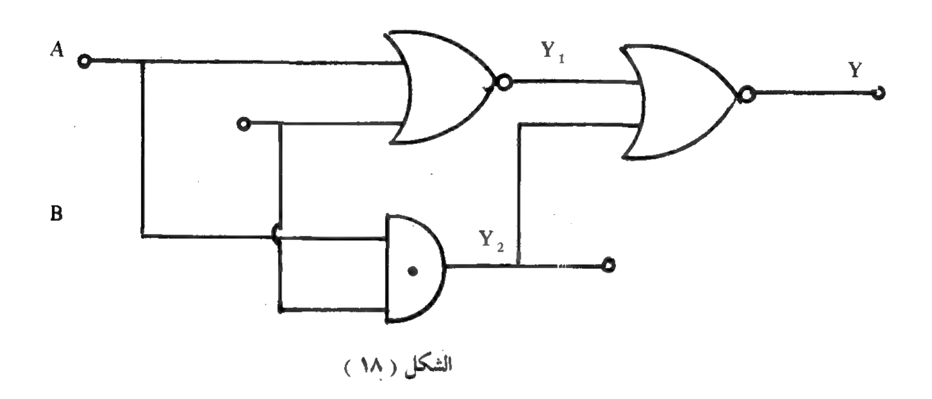
$$= \overline{(\overline{A} + \overline{B})} + \overline{(\overline{A} . \overline{B})}$$

$$= (\overline{\overline{A}} . \overline{\overline{B}}) + (\overline{\overline{A}} + \overline{\overline{B}})$$

$$= (A.B) + (A + B) = A(B + 1) + B$$

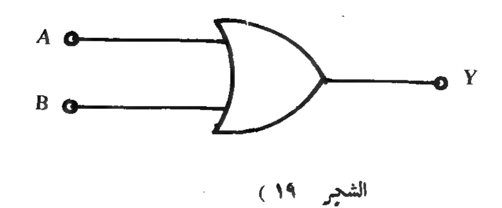
او ان

$$Y = A + B$$



الشكل (١٨)

وبهذا تختصر الى دائرة OR – انظر الشكل (١٩)



الشجر ١٩)

7 - 19 دائرة أو الحصرية : Exclusive OR

نحن الان في وضع يسمح لنا بمناقشة دائرة تعد بمثابة حجر الزاوية في دوائـــر الحساب الثنائي وهي دائرة او الحصريـــة . تتميز هذه الدائـــرة ان جهد خرجهـــا يكون 1 عندما يكون احد طرفي الادخال مساويا 1 . ويبين جدول الحقائق ادنـــاه عمل دائرة او الحصرية

A	B	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

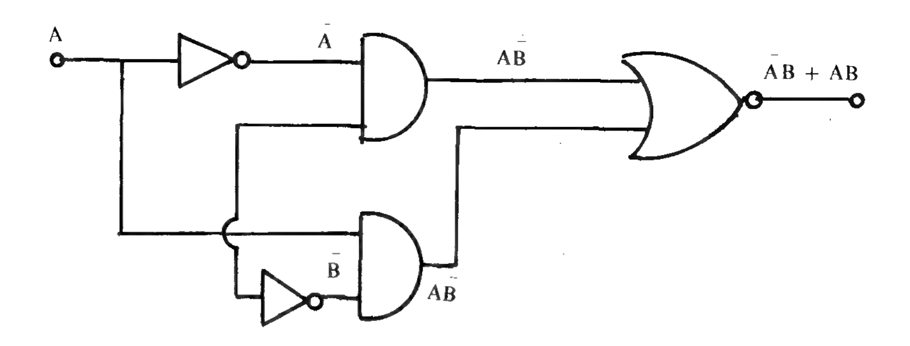
واضح ان Y يساوي واحدا عندما يكون A = 1 , B = صفرا وكذلك عندما يكون A = صفرا و B = 1 وبالتالي فان Y بدلالة الجبري البوولي ستكان بالصيغـــة :

$$Y = A\bar{B} + \bar{A}B \quad \ldots (15)$$

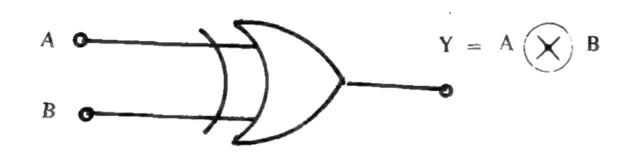
وعليه فان وظيفة دائرة او الحصرية تتلخص : باضافة الحدين $A\bar{B}$ و $\bar{A}B$. ينتج الحد $\bar{A}B$ وكما هو معروف . من ادخال المتغير A بعد نفيه – في دائرة AND وكذلك هو الحال بالنسبة للحد $\bar{B}A$ ولكن مع نفي المتغير B هذه المرة . لذا فـــان دائرة او الحصرية ستكون كما في الشكل (٢٠) . اما الشكل (٢١) فيبين الرمز المتداول لدائرة او الحصرية .

يلاحظ في الشكل ان Y المعادلة (١٥) – قد تم كتابتها بالصيغة

$$Y = A \otimes B \quad \ldots (16)$$



الشكل (٢٠)



الشكل (٢١)

وهي الصيغة المتداولة للتعبير عن معادلة الدائرة او الحصرية .

ومن الجدير بالذكر ان وظيفة دائرة اوالحصرية يمكن ان تنفذ باستخدام عدد من بوابات NOR حيث انه بالامكان كتابة المعادلة (١٥) بالصيغة الاتية

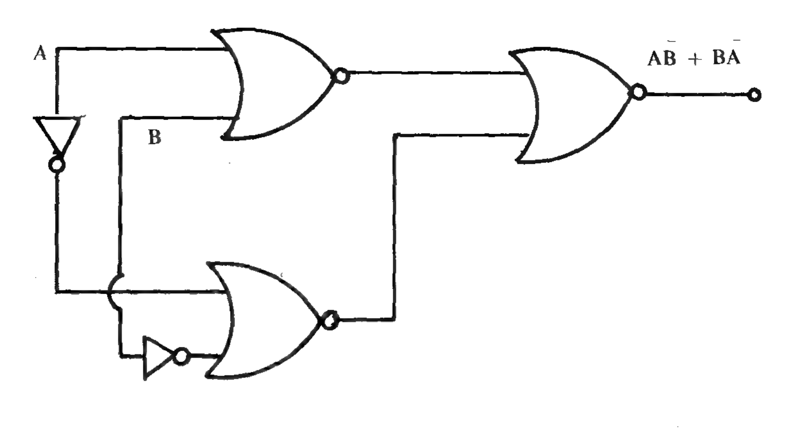
$$Y = \bar{A}B + \bar{B}A + A\bar{A} + B\bar{B} \quad \ldots (17)$$

أو ان

$$Y = (A + B)(\bar{A} + \bar{B}) \quad \ldots (18)$$

$$Y = \overline{\overline{(A + B)} + (\bar{A} + \bar{B})} \quad \ldots (19)$$

ومن هذه المعادلة (١٩) نجد ان دائرة اوالحصرية يمكن ان تكون كما في الشكل (٢٢)



الشكل (٢٢)

8 – 19 دوائر الاضافة الثنائية Circuits For Binary Addition :

تعد عملية الجمع كما ذكرنا ، اساساً لجميع عمليات الحساب الثنائي فعمليـــة الضرب على سبيل المثال ، يمكن اجراؤها عن طريق عمليات جمع معادة كذلك فان القسمة تعد عملية جمع معكوسة وهي الطرح .

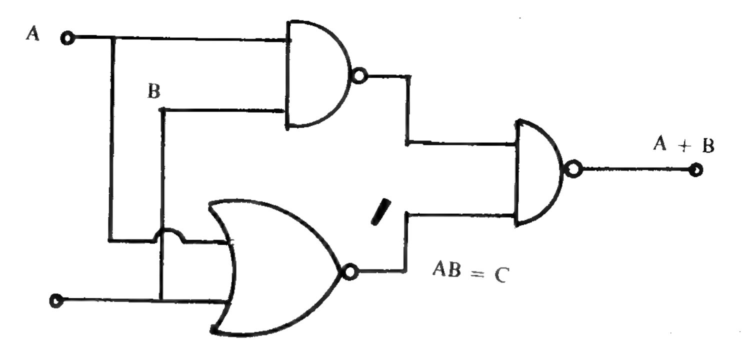
على اية حال ، تقوم البوابات المنطقية عند اجرائها عملية الجمع بخطوتين :

أ– جمع الارقام الثنائية المقابلة في الاعمدة

ب– اضافة المحمل الناتج عن احد الاعمدة الى العمود الذي يليه

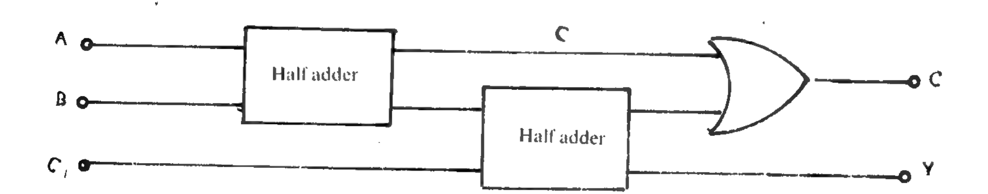
ولو تفحصنا جدول الحقائق التابع لدائرة اوالحصرية لوجدنا ان وظيفة هذه الدائرة لاتعدوكونها عملية اضافة الارقام الثنائية الى بعضها وعليه فان استعمال دائرة اوالحصرية في دوائر الاضافة الثنائية سيحقق الشرط (أ) من اعلاه . من جهة اخرى ، معروف ان المحمل ينتج فقط عند اضافه 1 الى 1 وبهذا فان استعمال دائرة AND مع دائرة اوالحصرية سيحقق الشرط (ب) وبالتالي فان الدائرة في الشكل (٢٣) ستعمل على تحقيق

$$Y = A \circledast B$$
$$C = A.B$$



الشكل (٢٣) دائرة الاضافة النصفية .

ويطلق على هذه الدائرة عادة بدائرة الاضافة النصفية half-addes . على اية حال ، تقوم دائرة الاضافة النصفية بالخطوة الاولى في عملية الجمع ، اي جمع الارقام الثنائية واخراج المحمل . او بعبارة اخرى انها لاتقوم باضافة المحمل الناتج عن أحد الاعمدة الى ارقام العمود الذي يليه وبالتالي فان الحصول على عملية الاضافة كاملة يتم عند جمع دائرتي اضافة نصفية في دائرة واحدة تدعى بدائرة الاضافة الكاملة full-adder – انظر الشكل ٢٤ . تعمل دائرة OR على جمع المحملات المحتملة والناتجة من جمع الارقام الثنائية في كل من دائرتي الاضافة النصفية

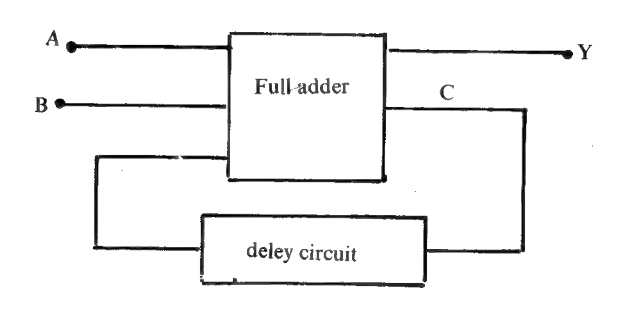


الشكل (٢٤) دائرة الاضافة الكاملة .

بقي ان نذكر اخيرا ان الطريقة التي تستخدم معها الدائرة الاضافية الكاملة في جمع الارقام الثنائية . تعتمد على الكيفيةالتي يتم فيها تجهيز هذه الارقام الثنائية وهي اما على التوالي او بصورة متوازية .

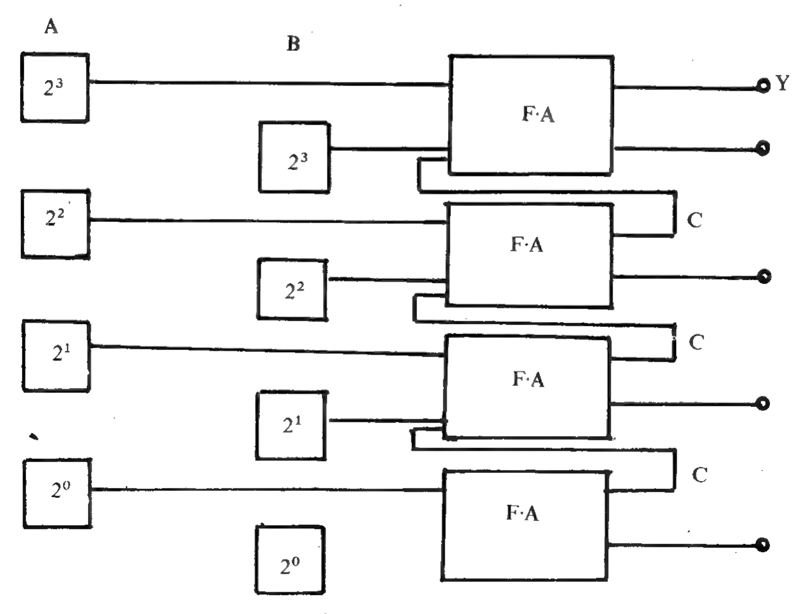
في الحالة الاولى تقوم دائرة الاضافة الكاملة بجمع الارقام الثنائية التابعة للعددين –

المراد جمعهما – بشكل متتابع اما المحمل فيتم ارجاعه الى مدخل المحمل عن طريق دائرة تأخير delay circuit تعمل على تأخيره لزمن يساوي الزمن بين رقمين متتاليين انظر الشكل ٢٥ – هذا التأخير يعمل على اضافة المحمل الناتج من جمع ارقام اي عمود الى الرقم او الارقام في العمود الذي يليه .



الشكل (٢٥) دائرة الاضافة الكاملة مع دائرة تأخير .

فى الحالة الثانية نستخدم عددا من دوائر الاضافة الكاملة (يساوي عدد الارقام الثنائية الممثلة لاي من العددين المراد جمعهما، انظر الشكل (٢٦) يلاحظ فى هذا الشكل ان المحمل الناتج من الدائرة الاولى يضاف الى مدخل الدائرة الثانية .



الشكل (٢٦) الاضافة على التوازي .

وعلى الرغم من ان الجمع على التوازي يحتاج كما هو واضح ، الى عدد لابأس به من البوابات (٢٨ بوابة لجمع عددين كل منهما باربعة ارقام ثنائية) الا انه لايخفى علينا ان توفير مثل هذه البوابات بهذا العدد اصبح الان ميسورا بفصل الدوائر المتكاملة فضلا عن السرعة التي تمتاز بها هذه الطريقة في الجمع مقارنة مع طريقة الجمع الاخرى (على التوالي) .

اسئلة مسائل

1) ما المقصود بالصيغة الثنائية ؟ اضرب مثلا على ذلك
2) ارسم الشكل الموجي للاعداد الثنائية 1000 , 1010 , 1111
3) ما الترميز coding وما فك الترميز decoding ؟ اضرب بعض الامثلة
4) ما المقصود بالدوائر المنطقية ؟ وضح ذلك

5) ما العدد الذي يأتي بعد العدد 2 في النظام الثلاثي ؟ اكتب العدد 5 في هذا النظام .
6) اكتب الاعداد 28 , 39 , 128 , 111 بالصيغة الثنائية
7) اكتب الكسور 0·8167 , 0·4253 , 0·8900 بالصيغة الثنائية
8) حول الاعداد 2·83 , 35.37 , 149·81 الى صيغتها الثنائية
9) اذكر قواعد الجمع ثم اجر عمليات الجمع للاعداد 20+14 , 15+34 , 56+ 25 بالصيغة الثنائية
10) اذكر قواعد الطرح ثم اجر عمليات الطرح للاعداد 14− 25 , 16−35,39− 112 بالصيغة الثنائية
11) ما المتمم لـ 1 والمتمم لـ 2 ؟ وضح بضرب الامثلة
12) اعد السؤال (10) باستخدام طريقة المتمم لـ 1
13) اعد السؤال (10) باستخدام طريقة المتمم لـ 2
14) اضرب الاعداد 9 × 5 , 10 × 8 , 13 × 19 بالصيغة الثنائية

15) اقسم العدد 102 على 17 بالصيغة الثنائية
16) عرف البوابة المنطفية ثم اشرح بالتفصيل كلا من
 1 . عمل البوابة المنطقية AND -
 2 عمل البوابة المنطقية OR
18) ما وظيفة البوابة ليس NOT . وضح بضرب الامثلة
19) في الشكل (٩) ما وظيفة كل من R_1 , C , V_2 −
20) اشرح وظيفة دائرة المنطق NAND بالتفصيل
21) اشرح وظيفة دائرة المنطق NOR بالتفصيل
22) في الشكل (١١) استبدل الثنائيات البلورية بالترانزستورات للحصول على دائرة NOR

23) ارسم الشكل الموجي للاعداد الثنائية 1001 , 1101 ومجموعهما وقارن بينـــه وبين مجموعهما عند مرورهما

أ- دائرة AND

ب- دائــرة OR

جـ- دائــرة NAND

د- دائــرة NOR

24) وضح انه بالامكان استعمال دائرة NOR للحصول على الدوائر AND , OR , NAND

25) وضح انه بالامكان استعمال دائرة NAND للحصول على الدوائر AND , OR , NOR

26) برهن على صحة ما يأتــي :

أ- $AB + A = A$

ب- $ABC + AB + B = B$

جـ- $AB + A = A$

د- $AC + A\overline{C} = A$

$$(A + \overline{B} + AB)(A + \overline{B})\overline{A}B = 0$$

$$ABC + \overline{A}BC + B\overline{C} + AD + \overline{A}D = B + D$$

27) اكتب جدول الحقائق للعلاقات

أ $F = A\overline{B}(C + A)$

ب- $F = (\overline{C} + B) + \overline{A}\overline{B}$

جـ- $F = \overline{A}C + \overline{B}\overline{C}$

28) اكتب معادلة الدائرة المنطقية ادناه ثم اختصرها .

معجم المصطلحات العلمية الواردة في الكتاب

A

abrupt junction	وصلة فجائية
ac (alternating current)	تيار متناوب
ac load line	خط الحمل المتناوب
acceptor	متقبل ، مستقبل
active	فعال
active region	منطقة فعالة
addition	جمع ، اضافة
alpha (α)	الفا
alternating voltage	جهد متناوب
amplification	تكبير
amplification factor	عامل تكبير
amplifier	مكبر
amplifier class A	مكبر من نوع A
amplifier class B	مكبر من نوع B
amplifier class C	مكبر من نوع C
amplitude	سعة ، اتساع
amplitude distortion	تشويه السعة
AND gat	بوابة مع
angular	زاوي
angular frequency	تردد زاوي
anode	مصعد
arsenic	زرنيخ
astable multivibrator	متعدد الاهتزازات اللامستقر
attenuation	توهين ، اضعاف
audio amplifies	مكبر الترددات المسموعة
audio frequency	تردد مسموع
avalanche breakdown	انهيار تضاعفي

average value	قيمة متوسطة (المعدل)

B

balance	توازن
balanced	متوازن
band	حزمة – نطاق
band width	عرض النطاق
base	قاعدة
base spreading resistance	مقاومة امتداد القاعدة
beta (β)	بيتا
bias	انحياز
binary	ثنائي
binary full adder circuit	دائرة جمع الاعداد الثنائية الكامل
binary half adder circwit	دائرة جمع الاعداد الثنائية النصفي
binary number system	نظام الاعداد الثنائية
bipolar junction transistor	ترانزستور الوصلة الثنائي القطبية
bistable multivibrator	متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرارية
Bit	معلومة
bleeder resistor	مقاوم النزف
Boolean algebra	الجبر البوولي
bound electron	الكترون مقيد
breakdow voltage	جهد الانهيار
break frequency	تردد الانكسار
bridge	قنطرة
bridge rectifier	قنطرة التقويم
broadband	حزمة عريضة
buffer	مصد (مكبر تكون ممانعة ادخاله عالية جدا وكسبه للجهد = واحد)
bulk resistance	مقاومة اجمالية
by passcapacitor	متسعة امرار جزئي للموجات

C

capacitance	سعة
capacitive coupling	اقران سعوي
capacitor	متسعة
capacitor filter	مرشح سعوي
carbon resistor	مقاوم كاربوني
carriers (charge ...)	ناقلات الشحنة ، حاملات الشحنة
cascade amplifier	مكبر تعاقبي
cascode amplifier	مكبر كاسكودي
cathode	مهبط
center-tap transformer	محولة ذات توصيل مركزي
channel	قناة
characteristics	مميزات – خواص
charge (induced ...)	شحنة محتثة
chassis	قاعدة موصلة ذات جهد صفري
child's law	قانون جايلد
chip	رقاقة – شريحة
choke	ملف خانق (ملف ذو ممانعة عالية نسبياً للتيار المتناوب)
circuit	دائرة
clamping circuit	دائرة لزم الموجات عند مستوى معين
class	صنف
class A amplifier	مكبر صنف A
class B amplifier	مكبر صنف B
class C amplifier	مكبر صنف C
clipping circuit	دائرة تقطيع (تقليم)
closed loop gain	كسب الدارة المغلقة
coefficient	معامل
coil	ملف
collecter	مجمع

colpitts oscillator	مذبذب كولبتس
common	مشترك
common base amplifier	مكبر قاعدة مشتركة
common collecter amplifier	مكبر مجمع مشترك
common drian amplifier	مكبر مصرف مشترك
common emitter amplifier	مكبر باعث مشترك
common gat amplifier	مكبر بوابة مشتركة
common mode input	اسلوب الادخال المشترك
common source amplifier	مكبر المنبع المشترك
compensating diod	ثنائي معادل
complement	متمم
complex number	عدد مركب (حقيقي + خيالي)
components	مركبات ، مكونات
computer	حاسبة الكترونية
conductance (mutual ...)	توصلية تبادلية
conduction	توصيل
conduction band	حزمة توصيل
conductor	موصل
constant curren source	مصدر تيار ثابت
constant voltage source	مصدر جهد ثابت
couple	اقتران
coupling capacitor	متسعة اقران
covalent bonds	اواصر تساهمية
crossover distortion	تشويه التحويل
current	تيار
current-controlled divice	جهاز منضبط بالتيار
current density	كثافة التيار
current divider	مجزء التيار
current gain	كسب التيار ، تحصيل التيار

cut off	قطع
cut off frequency	تردد القطع
cut off region	منطقة القطع
cycle	دوره

D

Darlington pair	زوج دارلنكتون
data	معلومات ، بيانات
dc (direct current)	تيار مستمر
dc anplifier	مكبر d.c (مكبر يستطيع تكبر الاشارات ذات الترددات الواطئة من دون توهين)
dc load line	خط الحمل المستمر
decible	ديسبل (وحدة لقياس الكسب)
depletion	استنزاف – اخلاء
depletion layer	طبقة استنزاف
depletion mode	اسلوب استنزافي
dielectric	عازل
dielectric constant	ثابت العازل
difference amplifier	مكبر الفرق
differential amplifier	مكبر تفاضلي
diffusion	انتشار . نفاذ
diffusion capacitance	سعة انتشار
diffusion current	تيار الانتشار
digital cixcuit	دائرة رقمية
diode	ثنائي بلوري
direct coupling	اقتران مباشر
dissipation	تبديد
distortion	تشويه
donor	واهب . مانح

doping	تطعَيم
double- ended lnput	ادخال مزدوج
drain	مصرف
drain current	تيار المصرف
drift speed	سرعة الانسياق او الانجراف
driver stage	مرحلة سوق
dynamic parameter	معامل حركي
Early ettect	تأثيرايرلي
earthed	مؤرض ، متصل الارض
etticiency	كفاءة
effective value	القيمة الفعالة
Einstern's equation	معادلة اينشتاين
electric current	تيار كهربائي
electrode	قطب
electrolyte capacitor	متسعة الكتروليتية
electrometer	الكتروميتر (جهاز لقياس التيارات الضئيلة)
electron emission	انبعاث الكتروني
emitter	باعث
emitter follower	تابع باعث
energy band	حزمة الطاقة
energy gap	فجوة الطاقة
enegy hill	تل الطاقة
energy level	مستوى الطاقة
enhancement mode	اسلوب تعزيزي
epitaxial layer	طبقة فوقية
equivalent circuit	دائرة مكافئة
extrinsic semiconductor	نصف موصل شائب
Exclusive OR circuit	دائرة

F

Farad	فاراد (وحدة لقياس السعر الكهربائية)
feedback	تغذية خلفية
Fermi level	مستوى فيرمي
filament	مثيلة
filter	مرشح
fixed bias	انحياز ثابت
flip-flop	النطاط
follower	تابع
forbidden enelgy gap	فجوة الطاقة الممنوعة
forward bias	انحياز أمامي
Fourier series	متوالية فورير
free electron	الكترون حر
free running multivibrator	متعدد الاهتزازات الحر التذبذب
frequency distortion	تشويه تردد
frequency divider	مقسم التردد
frequency doubler	مضاعف التردد
full wave rectifier	مقوم موجة كاملة
fundamental frequency	تردد الاساس

G

gain	كسب . تحصيل
gate	بوابة
germanium	جرمانيوم
grid	شبكة
ground	ارضي
grounded	مؤرض
graph	منحنى بياني . شكل بياني . خط
graphical analysis	تحليل بياني

H

half-wave recifier	مقوم نصف موجة
harmonic	توافقي
harmonic distortion	تشويه توافقي
hartely oscillator	مذبذب هارتلي
heat sink	مسرب الحرارة
hertz	هيرتز
high pass filter	مرشح مرورعال
hole	فجوة
hole current	تيار الفجوة
hybrid	هجيني
hybrid IC	دائرة متكاملة هجينية
hybrid equivalent circuit	دائرة مكافئة هجينية
hybrid pasameters	ثوابت هجينية

IC = integrated circuit	دائرة متكاملة
ideal diode	ثنائي بلوري
impedance	ممانعة
impedance matching	مؤاءمة الممانعة
impurities	شوائب
induced charge	شحنة محتثة
induced current	تيار محتث
inductor	ملف حثي
input impedance	ممانعة ادخال
input signal	اشارة ادخال
input voltage	جهد ادخال
instantaneous value.	قيمة انية
insulated gate	بوابة معزولة
integration circuit	دائرة تكامل الموجات

integrated circuits	دوائر متكاملة
intrinsic semiconductor	نصف موصل نقي
inversion	انقلاب
inversion layer	طبقة انقلاب
inverting amplifier	مكبر عاكس
inverting input	مدخل عاكس
ionization potential	جهد التأين

J

junction	وصلة . ملتقى
junction capacitance	سعة الوصلة
junction dioda	ثنائي الوصلة
junction FET	ترانزستور الجمالي الوصلي

K

knee	ركبه
knee voltage	جهد الركبة
kilo cycle	كيلو سايكل (الف دورة)

L

leakage current	تيار التسرب
level	مستوى . منسوب
limitter	محدد
linear	خطي
load	حمل
load line	خط الحمل
logic circuit	دائرة منطقية
loop	حلقة . دارة

low-pass filter	مرشح امرار واطيء
lower cutoff frequency	تردد القطع الواطيء

M

magnitude	مقدار
main power supply	مجهز القدرة الرئيسي
magority carriers	حاملات اغلبية
masking	حجب
mass production	انتاج موسع
matching	توافق . مؤامة
medium scale integration	مايكرو (بادئه معناها جزء واحد مـــن
micro (μ)	مليون)
microprocessor	موجة دقيقة
microwave	ملي (بادئه معناها جزء واحد مـن الالف)
milli	احادي البلورة
monolithic	مختصر لاسم ترانزستور تأثير المجال ذو الاوكسيد
MOSFET	المعدني
monostable	متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية
multistage	متعددالمراحل
multivibrator	متعدد الاهتزازات
mutual conductance	توصلية تبادلية

N

NAND gate	بوابة ليس مع
nano	نانو (بادئه معناها جزء من الف مليون)
negative	سالب
negative bias	انحياز سالب
negative charge	شحنة سالبة
nagative feedback	تغذية خلفية سالبة
network	شبكة كهربائية

noninverting amplifier	مكبر غير عاكس
nonlinear distortion	تشويه غير خطي
NOR gate	بوابة ليس أو
NOT gate	بوابة ليس
n-type	نوع سالب

O

ohimic region	المنطقة الاومية
ohm's law	قانون اوم
open circuit	دائرة مفتوحة
open loop	داره مفتوحة
open loop gain	كسب الدارة المفتوحة
operating point	نقطة التشغيل
operational ampliher	المكبر التشغيلي
OR gate	بوابة أو
oscillation	تذبذب
osicillator	مذبذب
output	خرج
output impedance	ممانعة اخراج ، خرج
output voltage	جهد اخراج
over louded	محمل فوق طاقته

P

parabola	قطع مكافيء
parallel	متوازي
parameters	معامل ، ثوابت
passive component	مكونات غير فعالة
peak voltage	جهد الذروة
peak to peak	من الذروة الى الذروة

peak inverse voltage	جهد الذروة العكسي
pentavalent	خماسي التكافؤ
pentod	صمام خماسي
period	زمن الذبذبة
perodic wave	موجة دورية
permittivity constant	ثابت السماحية
phase angle	زاوية طور
phase distortion	تشويه الطور
phase inverter	قالب الطور
phase-shift oscillator	مذبذب ازاحة الطور
pinch-off voltage	جهد الضيق
plate resistance	مقاومة المصعد
P - N junction	وصلة الـ PN
positive feedback	تغذية خلفية موجبة
potential barrier	الجهد الحاجز
potential divide	مجزىء الجهد
potential hill	تل الجهد
power amplifier	مكبر قدرة
power gain	كسب القدرة
power supply	مجهز قدرة
power transistor	ترانزستور قدرة
p-type	نوع موجب
pulse	نبضة
push-pull amplifier	مكبر السحب والدفع

Q

quiecent current	التيار الهامد
quicent point	نقطة الهمود
quicent power	قدرة الهمود
quicent voltage	جهد الهمود

R

radio frequency	التردد الراديوي
RC coupling	اقران نوع RC
RC filter	موشح نوع RC
RC oscillator	مذبذب RC
reactance	رادة
reactance (capacitive ...)	رادة سعوية
reactance (inductive ...)	رادة حثية
recombination	اعادة التحام
rectification	تقويم
rectifier	مقوم
region	منطقة
regulator	منظم
resistor	مقاومة
resistance box	صندوق مقاومة
resistivity	مقاومة نوعية
resistor	مقاوم
resonance frequency	تردد الرنين
reverse bias	انحياز عكسي
ripple	تموج
ripple factor	عامل التموج
rise time	زمن الارتقاء
root mean square value (rimos)	القيمة الفعالة

(S)

saturation	اشباع
saturation current	تيار اشباع
saturation region	منطقة اشباع
saturation voltage	جهد الاشباع
Schmitt trigger	قادح شميت
screen grid	شبكة حاجبة
secondary emission	انبعاث ثانوي

self bias	تغذية ذاتية . انحياز ذاتي
semiconductor	نصف موصل
series	متوالية
short circuit	دائرة قصر
signal	اشارة
signal generator	مولد اشارة
silicon doide	ثنائي سيلكون
sine wave	موجة جيبية
single-ended input	اسلوب منفرد
single - ended output	اخراج ذو نهاية منفردة
sinusoidal current	تيار جيبي
sinusoidal oscillator	مذبذب جيبي
sinnsoidal voltage	جهد جيبي
small-scale integration	دائرة متكاملة قليلة العناصر
slope	انحدار
small signal analysis	تحليل الاشارة الصغيرة
small signal amplifier	مكبر الاشارات الصغيرة
smoothing	تسوية ، تنعيم
smoothing capacitor	متسعة تسوية
smoothing factor	عامل التسوية
smoothing filter	مرشح تسوية
source	منبع
source follewer	تابع منبع
space charge	شحنة الفراغ
stable state	حالة مستقرة
steady state	حالة الاستقرار
static characteristics	الخواص الساكنة
substrate	طبقة اساس
subtraction circuit	دائرة طرح الاعداد
summing circuit	دائرة جمع الاعداد

supply	مجهز
surge current	تيار مفاجىء
symbol	رمز
switch-off	غلق
switch-on	فتح

T-equivalent circuit	دائرة – T المكافئة
tetrod	حمام رباعي
thermal runaway	هروب حراري
thermal stability	استقرار حراري
thermonic emission	انبعاث ايوني حراري
thick film IC	دائرة متكاملة مصنعة على غشاء سميك
thin film IC	دائرة متكاملة مصنعة على غشاء رقيق
threshold viltage	جهد العتبة
time constamt	ثابت الزمن
transformer	محولة
transformer coupling	اقران محولة
transistor	ترانزستور
trigger	قدح
triode	حمام ثلاثي
trivalent	ثلاثي التكافؤ
Truth table	جدول الحقائق
tuned amplifier	مكبر مولف
tunning	توليف
tunnel diode	ثنائي النفق

U

unite	وحدة
undistorted	غير مشوه
upper cut-off frequency	تردد القطع العلوي

V

vaccum	فراغ
vaccum tube	حمام مفرغ
valance band	حزمة تكافؤ
volt	وحدة قياس فرق الجهد
voltage controlled divce	جهاز منضبط بالجهد
voltage divider	مجزىء جهد
voltage double	مضاعف الجهد
voltage drop	هبوط الجهد
voltags follower	تابع الجهد
voltage gain	كسب في الجهد
voltage regulater	منظم الجهد

W

watt	واط (وحدة قياس القدرة)
wave	موجة
wave shapping	تشكيل الموجة
wide band amplifres	مكبر واسع الحزمة
Wien-bridge oscillato.	مذبذب قنطرة فين
winding ratio	نسبة اللف
work function	دالة الشغل

Z

zener breakdown	انهيار زنر
zener current	تيار زنر
zener diode	ثنائي زنر
zener region	منطقة زنر
zener regulator	منظم زنر
zener voltoge	جهد زنر
zero level	مستوى الصفر
zero potevtial	الجهد الصفري

المصادر والمراجع

أ- كتب بالعربية مؤلفة او مترجمة

1) اسس الهندسة الالكترونية

تأليف :- د . رياض كمال الحكيم و د . عادل خضر حسين

مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٠ .

2) الالكترونيك

تأليف :- د . صادق باقر حسين

مطبعة الجامعة التكنولوجية ١٩٨٢ .

3) الالكترونيك الرقمي

تأليف :- أي . بي . مالفينو ترجمة : د . محمد زكي خضر ونبيل خليل .

مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٠.

4) الالكترونيات في خدمة التطبيقات الكهربائية

تأليف :- نويل . م . موريس ترجمة :- الدكتورة سميرة رستم

5) الكترونيات القدرة

تأليف :- د . مظفر النعمة و د . سنان محمود باشي و د . ضياء علي النعمة .

مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٥ .

6) الخواص الكهربائية والمغناطيسية للمواد

تأليف :- د . فهر غالب الحياتي و د . وكاع فرحان الجبوري

مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٥ .

7) تحليل الدوائر الكهربائية

تأليف :- وليم هايت ترجمة :- د . محمد زكي خضر و د . مظفر انور النعمة

و د . مأمون فاضل الكبابجي .

مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٣ .

8) تطبيقات عملية في الكهربائية والالكترونيات

تأليف :- د . أمجد عبد الرزاق كرجية وأ . يحيى عبد الحميد

و د . صبحي سعيد الراوي

مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٥ .

9) مبادىء الالكترونيات
تأليف :- أ. بي. مالفينو ترجمة :- أ بدر محمد علي و د. رياض كمال الحكيم
مطبعة دار التقني للطباعة والنشر ١٩٨٣ .
10) الهندسة الكهربائية الاساسي
تأليف :- أي مكنزي سميث ترجمة :- د. محمد زكي خضرود. مظفر انور النعمة
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٠ .

ب- المصـــادر الاجنبيـــة

1 – An Introduction To Electronics
William G. Oldham New York :
2 – An Introduction To Operational Amplifiers
Lucse. M. Faulkenberry New York: John Wiley 1977.
3 – Basic Electromics For Scientists
J.J. Brophy New York : Mc Graw Hill 1972.
4 – Circuits Devices And Systems
R. J. Smith New York : John Wiley 1948.
5 – Electronic Devices And Circuits
G. K. Mithal Oxford : Pergamon press 1969.

6 – Electronic Engineering
Charles. L. Alley New York : John Wiley 1973.
7 – Electronic Fundamentals And Applications
J. D. Ryder Londen : Pitman 1976 .
8 – Electronics
J. M. Calvert New York : John Wiley 1978.
9 – Fundamentals of Electronics
e. normas lurch New York : John Wiley 1971.
10 – Fundamentals of Electronics
A . Tocci Cloumbus : Merrill Books Inc 1975.
11 – Introduction To Electronics
K. J. M. RAO New Delhi : Oxford and IBH Publishing Co 1981.
12 – Introduction To Semiconductor Circuit Design
D. J. Comer New York : Addison-Wesley 1968 .
13 – Logic Circuits
N. M. Morris New York : Mc Graw Hill 1976.
14 – Transistor Circiut Action
H. C. Veatch New York : Mc Graw Hill 1968.

15 – Transistor Circuits ln Electronics
S.S. Hakim London : Iliffc Co 1966.